

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



PROYECTO FIN DE CARRERA

Ingeniería industrial

Control de motores eléctricos de corriente alterna
con estimación de la velocidad

AUTOR: Pedro García Carreño

DIRECTOR: Departamento de Ingeniería Eléctrica

TUTOR: Joaquín Eloy-García Carrasco

Leganés, 13 de noviembre de 2014.

ÍNDICE

1. Introducción.	6
1.1 Introducción y objetivos del proyecto	6
1.2 Sobre los ensayos con simulink.	7
1.3 Sobre los ensayos con distintas consignas de par y velocidad.	8
1.4 Sobre los ensayos de robustez.	9
2. Modelo de la máquina asíncrona.	10
2.1 Glosario del capítulo.	10
2.2 Modelo dinámico.	11
2.3 Control vectorial (FOC).	13
2.4 Modelo del modulador de ancho de pulso (PWM).	16
2.4.1 Modulación PWM.	17
2.4.2 Términos y consideraciones del PWM.	18
2.4.3 Implementación del modelo.	20
3. Estimador basado en control escalar.	24
3.1 Glosario del capítulo.	24
3.2 Introducción sobre el estimador.	24
3.3 Fundamento teórico del estimador basado en control escalar.	24
3.3.1 Fundamento teórico del estimador.	24
3.3.2 Modelo de control.	26
3.4 Simulaciones con el modelo en simulink.	28
3.4.1 Ensayo en bucle abierto.	28
3.4.2 Ensayo en bucle cerrado.	30
3.4.3 Ensayo con modulador de pulso (PWM).	32
3.5 Ensayo con distintas consignas de par y velocidad.	34
3.6 Ensayo de robustez.	36
4. Estimador basado en modelo adaptativo.	38
4.1 Glosario del capítulo.	38
4.2 Introducción sobre el estimador.	38
4.3 Fundamento teórico del estimador adaptativo.	38
4.3.1 Modelo del estátor o de referencia.	40
4.3.2 Modelo del rotor o adaptativo.	41
4.3.3 Modelo de referencia mejorado.	42
4.4 Simulaciones con el modelo en simulink	46
4.4.1 Ensayo en bucle abierto.	46
4.4.2 Ensayo en bucle cerrado	47

4.4.3 Ensayo con modulador de pulso (PWM)	48
4.5 Ensayo con distintas consignas de par y velocidad.	50
4.6 Ensayo de robustez.	51
5. Estimador basado en prealimentación.	53
5.1 Glosario del capítulo	53
5.2 Introducción sobre el estimador	53
5.3 Fundamento teórico del estimador con prealimentación.	53
5.4 Simulaciones con el modelo en simulink.	59
5.4.1 Ensayo en bucle abierto.	59
5.4.2 Ensayo en bucle cerrado.	63
5.4.3 Ensayo con modulador de ancho de pulso (PWM).	66
5.5 Ensayo con distintas consignas de par y velocidad.	68
5.6 Ensayo de robustez.	70
6. Resultados y conclusiones.	72
7. Referencias.	74

Resumen del proyecto.

El proyecto se basa en el estudio de estimadores de velocidad para motores de inducción, así como su implementación con un control de velocidad.

Se han estudiado de esta forma tres estimadores: un estimador basado en control escalar, el estimador adaptativo y el estimador con prealimentación. Se han elegido estos tres porque cada uno tiene una precisión y rendimiento distinto, y de esta forma se ve un rango de funcionamiento más amplio. De cada estimador hay una parte teórica donde se explica el desarrollo físico-matemático en el que se basa cada estimador.

En cada estimador se han hecho varios ensayos:

- Un ensayo en bucle abierto, donde la velocidad estimada no se realimentaba al control, sino que se realimentaba la velocidad real del motor.
- Un ensayo en bucle cerrado, donde se puede ver el funcionamiento real del estimador implementado con el control, ya que la velocidad estimada se realimenta en dicho control.
- Un ensayo en bucle cerrado con un inversor trifásico con modulador de pulso (PWM). En este ensayo se puede ver un comportamiento menos ideal del funcionamiento.
- Un ensayo con distintas consignas de par y velocidad. En este ensayo se puede ver el rendimiento y los errores de las estimaciones en un rango de trabajo más amplio.
- Un ensayo de robustez donde se puede estudiar la influencia de los valores de los parámetros de la máquina para el funcionamiento de cada estimador.

Durante el desarrollo se irán explicando los resultados, y a partir de los mismos se irán sacando conclusiones sobre los estimadores, así como una visión general de la estimación de velocidad en el control de la máquina de inducción.

1. Introducción.

1.1 Introducción y objetivos del proyecto

Los motores de inducción han sido usados durante más de cien años y son las máquinas más usadas a velocidad fija a nivel global. Esto es debido a su simplicidad, robustez, fiabilidad, eficiencia, bajo coste y las ventajas a la hora de fabricar grandes volúmenes de ellas. En particular, en el sector de la baja potencia, los motores de jaula de ardilla son los más extendidos ya que su arrollamiento se puede producir por fundición.

Sin embargo en las últimas décadas se ha empezado a hacer posible la aplicación a gran escala de motores de inducción para aplicaciones de velocidad variable gracias al desarrollo de la electrónica de potencia.

En general se considera al motor de inducción superior al motor de continua con respecto a: tamaño, peso, inercia del rotor, eficiencia, velocidad máxima, rentabilidad, coste, etc. Pero debido a la poca linealidad (o alta no-linealidad) con fuertes interacciones dinámicas del motor de inducción, requiere esquemas de control más complejos que la máquina de continua. Además el coste de los convertidores de alterna es mayor para los motores de inducción de velocidad variable que los convertidores que debe haber en una máquina de continua. En ese sentido hasta hace poco el coste de introducir los accionamientos había sido prohibitivo. Pero ahora es posible integrar ese control utilizando un software en vez de lo que habría sido un caro hardware. Así que ahora se pueden considerar a los motores de inducción junto a sus accionamientos como una alternativa económica a los motores de continua con velocidad ajustable [1].

El uso de microprocesadores y de técnicas digitales también da como ventajas que se reduce el coste, se incrementa la fiabilidad gracias a la reducción del número de componentes, se consigue una precisión más alta y gran estabilidad.

La estimación de velocidad en motores de inducción es un tema muy interesante ya que su desarrollo nos permitiría poder prescindir del sensor de velocidad lo que a su vez nos haría ahorrar costes, reducir la complejidad del hardware (accionamientos), así como su tamaño, eliminar cable, mejorar fiabilidad y reducir los costes de mantenimiento. Además para algunos campos puede ser muy útil ya que en algunos ambientes más hostiles es muy difícil implementar el sensor de velocidad.

La estimación de velocidad también puede ser útil en aplicaciones sin control de velocidad en las que tan solo queremos conocer la velocidad del motor, donde el estimador puede ser sencillo y fácil ya que no se implementa en un control.

En este tipo de motores la estimación de velocidad es en especial interesante ya que la velocidad del rotor es distinta a la velocidad del campo magnético de la máquina.

Los últimos estudios sobre estimación de velocidad intentan centrarse en conseguir que no se sacrifique rendimiento dinámico y que la estimación sea lo suficientemente buena.

En este proyecto se van a buscar los siguientes objetivos

- Analizar y estudiar distintos estimadores con una gama de funcionamiento distinta. De manera que se estudie un estimador con una precisión muy alta, otro con peor precisión, etc.
- Hacer ensayos a bucle abierto y cerrado, de forma que se pueda ver el rendimiento del estimador en distintos casos. Además también se ha realizado el modelo de un modulador de ancho de pulso (PWM), con el fin de hacer un ensayo menos ideal con una componente más realista.
- Observar el comportamiento de los estimadores ante distintas consignas de velocidad y de par de carga. Se podrá ver en qué condiciones se pierde la precisión y en qué condiciones no será recomendable usar la máquina.
- Realizar un pequeño estudio de robustez de los estimadores, para tener una idea general de cómo es el comportamiento de los estimadores con respecto a la precisión de los parámetros de la máquina.

Durante el proyecto se han llevado a cabo varios modelos de estimadores de velocidad en simulink. Se hablará de la base teórica de los modelos, así de cómo se ha implementado en Matlab-Simulink. Se estudiará la eficacia de los estimadores de velocidad tanto por separado, como implementados dentro de un modelo de control de velocidad de la máquina, y así se verá su precisión, su fiabilidad y finalmente se realizará un ensayo de robustez.

1.2 Sobre los ensayos con simulink.

A la hora de evaluar y conocer el funcionamiento y rendimiento de cada estimador se han llevado a cabo tres tipos de ensayos que se han realizado por igual en cada modelo. De esta forma, podremos comparar cómo se comportan y funciona cada modelo ante distintos tipos de trabajo. Durante los ensayos siempre se va a intentar hacer un cambio en la consigna de velocidad y luego un cambio en la consigna de par. En cada capítulo se expresa más detalladamente la metodología de cada ensayo.

El primer ensayo que se realiza es el ensayo en bucle abierto. Este tipo de ensayo se hace sin realimentar la estimación de velocidad al bucle de control. Con este tipo de ensayo se puede tener una primera idea de cómo va a funcionar el estimador, así como sobre su precisión y velocidad. De igual forma este ensayo puede ser muy útil si se tiene una aplicación en la que sólo se va a usar el estimador para conocer la velocidad y no se necesite controlar.

El segundo ensayo es el ensayo a bucle cerrado. En este ensayo se va a realimentar la estimación de velocidad con el control. Aquí se va a poder ver si el estimador trabaja bien y si se puede usar en aplicaciones de control. Se podrá observar tanto su precisión como su rendimiento y va a ser quizá el ensayo que más información dé sobre cómo va a funcionar el estimador.

El último ensayo es al igual que el anterior a bucle cerrado, pero se va a usar el modulador por ancho de pulso (PWM). De esta forma va a ser un ensayo menos ideal,

que seguramente tenga errores más grandes y que va a acercarse más a un comportamiento real de los accionamientos. Así se puede esperar más ruido en las señales así como peores resultados en general. Este ensayo va a ser útil a la hora de determinar si las no idealidades que introduce el modulador van a ser suficientes para perder el control en la máquina.

1.3 Sobre los ensayos con distintas consignas de par y velocidad.

Como se va a ver, los tres estimadores son muy distintos entre sí. Cada uno tiene una dinámica propia, e incluso tienen asociado un tipo de control distinto. Esto hace que su comportamiento sea muy distinto a distintas velocidades y cargas. En este ensayo se va a tratar de conocer cómo responde exactamente cada estimador a distintas consignas de velocidad y par de carga.

Durante los ensayos se ha visto cómo el comportamiento de los estimadores cambia mucho cuando introducimos los moduladores de tensión (PWM) que restan idealidad al modelo. De todos modos debido a la naturaleza misma del modelo del PWM sumada a los modelos de control y estimación de velocidad de los motores aplicada a simulink es muy probable que el rendimiento fuera peor incluso que en los motores reales. Esto se deduce del hecho de los fallos en algunas simulaciones debido al corto paso de integración y de errores debido a la frecuencia del PWM. Para el entorno de simulación (simulink) es muy difícil simular estas altas frecuencias junto con todo el control y funcionamiento de la máquina y surgen problemas y errores que son más de naturaleza matemática y del hecho de que sean simulaciones y no máquinas de verdad, de hecho seguramente el funcionamiento real del motor será más parecido a la simulación ideal en algunos casos. Es por ello que, aunque en algunas simulaciones sí que parece que el PWM funcione de una manera realista, este ensayo sirve más como una representación de cómo sería el caso más extremo y el peor comportamiento posible. Además las simulaciones con el PWM son mucho más complicadas y largas que las que no lo llevan.

Por estas razones a la hora de ver el comportamiento del motor respecto a las consignas vamos a usar los modelos de las máquinas sin modulador, de esta forma tenemos una idea más estandarizada de los tres modelos.

La metodología del ensayo consiste en dar una consigna de velocidad y par de carga para luego esperar a que la máquina llegue a régimen permanente (o estático). Una vez se llegue a régimen permanente se medirá el error, será este el valor que tomaremos en cuenta.

Los resultados de las simulaciones se van a representar en valores por unidad, al igual que las variaciones de consigna. Se van a realizar 6 cambios de consigna en cada variable de 0 pu a 1 pu, de manera que se tendrán 36 valores de error en cada ensayo. Se va a representar el resultado final en una gráfica en 3d.

1.4 Sobre los ensayos de robustez.

En este ensayo se va a buscar cómo es la respuesta del estimador ante errores en las mediciones de los parámetros de la máquina. Obviamente no todos los modelos van a responder igual ante estos cambios y eso es lo que buscamos conocer.

Lo que a priori se puede suponer es que los modelos que mejor estiman la dinámica de la máquina y que dependen de la precisión de dicha dinámica para la estimación van a comportarse peor ante cambios en los parámetros, pudiendo llegar a perder el control. De igual manera los estimadores más simples, a pesar de que darán errores que podrán ser más o menos significativos, no deberían perder el control en respuesta a cambios en los parámetros.

Durante los ensayos se hará un cambio de velocidad. Primero se mide a velocidad nominal y luego a la mitad. En las tablas de los ensayos, error 1 corresponderá con velocidad nominal y error 2 con la mitad de esta. Con esto se busca ver cómo se comporta a distintas velocidades y así se puede apreciar si funciona bien en un rango de funcionamiento mayor. Al contrario, el par de carga se mantendrá a su valor nominal, teniendo en cuenta que suele trabajar en esas condiciones.

La metodología de los ensayos consiste en dejar en valor correcto los parámetros que no se están estudiando e ir cambiando el parámetro con el que se trabaja hasta valores más pequeños y valores sustancialmente más grandes, o hasta que se pierda el control de la máquina. Una vez se pierde el control de la máquina se supondrá que seguir forzando el parámetro no tendrá sentido ya que se ha sobrepasado su límite.

Se van a analizar tres parámetros principales, que por normal general, suelen ser los más importantes en este tipo de máquinas: R_s , R_r y L_r . En particular va a ser muy importante para la dinámica de los estimadores la relación entre R_r y L_r que determina el valor de la constante de tiempo del rotor (τ_r). Por otro lado, el valor de R_s también puede ser muy determinante según cómo influya en el estimador.

El ensayo aquí propuesto es un ensayo sencillo que quiere dar una primera idea de la robustez de la máquina. No es por tanto objetivo de este proyecto dar una valoración exacta del comportamiento ante cambios en los parámetros que para su realización se deberían hacer ensayos aún más complejos. El principal objetivo es comparar los tres estimadores entre ellos con respecto a la robustez, así como poder dar una valoración con más información de los estimadores.

2. Modelo de la máquina asíncrona.

2.1 Glosario del capítulo.

A continuación se describen los distintos términos y variables que se usarán a lo largo del capítulo.

u_s : tensión del estator,

u_r : tensión del rotor,

i_s : corriente del estator,

i_r : corriente del rotor,

ψ_s : flujo del estator,

ψ_r : flujo del rotor,

$\overline{u_s}$: vector espacial de la tensión del estátor,

$\overline{u_r}$: vector espacial de la tensión de rotor,

$\overline{i_r}$: vector espacial de la corriente del rotor,

$\overline{i_s}$: vector espacial de la corriente del estator,

$\overline{\psi_r}$: vector espacial del flujo del rotor,

$\overline{\psi_s}$: vector espacial del flujo del estátor,

r_r : resistencia del rotor,

r_s : resistencia del estátor,

L_r : inductancia del rotor,

L_s : inductancia del estator,

ω_k : frecuencia de giro del sistema de referencia. Por ejemplo, será cero si está en coordenadas estáticas y si está en coordenadas dq será la velocidad de sincronismo,

ω_s : velocidad de sincronismo,

ω : velocidad del rotor,

P : número de polos,

J : constante de inercia de la máquina,

T_e : par electromagnético,

T_c : par de carga.

2.2 Modelo dinámico.

A continuación se van a explicar y a exponer brevemente las ecuaciones que nos sirven para modelar el comportamiento dinámico de la máquina asíncrona.

Se considera todos los elementos ideales, de manera que se tenga un modelo matemático más sencillo y que pueda expresar el comportamiento dinámico de manera suficientemente satisfactoria.

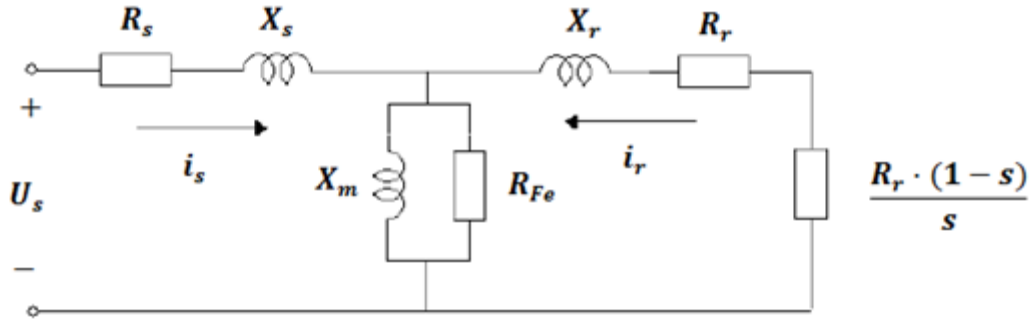


Figura 2.1 Circuito equivalente de la máquina asíncrona.

Partimos del circuito equivalente de la máquina (figura 2.1) para empezar a dar forma a las primeras ecuaciones. En este modelo se desprecian las pérdidas en el hierro ya que su efecto se puede ignorar fácilmente.

$$u_s^{(s)} = r_s \cdot i_s^{(s)} + \frac{d\psi_s^{(s)}}{dt} \quad (1)$$

$$u_r^{(s)} = 0 = r_r \cdot i_r^{(r)} + \frac{d\psi_r^{(r)}}{dt} \quad (2)$$

donde los superíndices $^{(s)}$ y $^{(r)}$ quieren decir referido al estátor y al rotor respectivamente.

Nótese que la tensión del rotor es nula, ya que en la máquina asíncrona dicha tensión está cortocircuitada.

Puesto que se trata de una máquina asíncrona se estará trabajando con dos frecuencias diferentes en el rotor y el estátor de la misma. Por ello, se referencia la expresión que hace referencia a la tensión en el rotor al estátor, para así conseguir un sistema donde se trabaje a la misma frecuencia (la frecuencia de sincronismo de la máquina).

Además, como se busca representar un modelo dinámico, se referenciará las ecuaciones en un marco de referencia giratorio, de esta manera se va a facilitar el control, ya que se va a buscar un marco de referencia que haga que las variables sean DC y no AC. Para realizar la proyección del sistema sobre este conjunto de ejes giratorios, se debe multiplicar por el operador $e^{-j\theta}$. Una forma útil de referencia será las coordenadas $-dq$, con el marco de referencia a velocidad de sincronismo. En este caso se ha referido a una velocidad indeterminada ω_k , con el objetivo de tener unas

ecuaciones más genéricas, aunque el modelo en simulink de la máquina está referido a coordenadas $-dq$.

$$\overline{u_s} = e^{-j\theta} \cdot u_s^{(s)} = e^{-j\theta} \cdot r_s \cdot i_s^{(s)} + \frac{d[e^{-j\theta} \cdot \psi_s^{(s)}]}{dt} \quad (3)$$

$$\overline{u_r} = 0 = e^{-j\theta} \cdot r_r \cdot i_r^{(r)} + \frac{d[e^{-j\theta} \psi_r^{(r)}]}{dt} \quad (4)$$

Operando pues se obtienen las ecuaciones de tensión de la máquina que se expresan como

$$\overline{u_s} = r_s \cdot \overline{i_s} + \frac{d\overline{\psi_s}}{dt} + j \cdot \omega_k \cdot \overline{\psi_s}, \quad (5)$$

$$\overline{u_r} = 0 = r_r \cdot \overline{i_r} + \frac{d\overline{\psi_r}}{dt} + j \cdot (\omega_k - \omega) \cdot \overline{\psi_r}. \quad (6)$$

Por otro lado para expresar las relaciones entre los flujos y las corrientes. El flujo total sobre el estátor será el producido por la propia corriente que circula por éste y por el que genera sobre él la corriente del rotor. Y se expresa de forma análoga el flujo sobre el rotor, de manera que las ecuaciones del flujo quedan como:

$$\overline{\psi_s} = L_s \overline{i_s} + L_m \overline{i_r}, \quad (7)$$

$$\overline{\psi_r} = L_m \overline{i_s} + L_r \overline{i_r}. \quad (8)$$

Debido a la definición del par eléctrico podemos reducir el par eléctrico a una función del flujo del rotor y de la corriente de estator, de forma que

$$T_e = -|\overline{\psi_r} \times \overline{i_r}| = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot |\overline{\psi_r} \times \overline{i_s}|_z. \quad (9)$$

el subíndice $_z$ significa la parte imaginaria.

Por otro lado la ecuación diferencial que relaciona el par con la velocidad (a través de la inercia) se define como:

$$T_e - T_c = J \cdot \frac{d\omega}{dt}. \quad (10)$$

Con estas ecuaciones queda representado el modelo de la máquina que se va a utilizar en el proyecto. En [2] se puede ver en más profundidad el origen de estas ecuaciones y un desarrollo más complejo de estas.

2.3 Control vectorial (FOC).

El siguiente desarrollo se puede ver más detallado en [3], dónde se puede profundizar más.

Se va a buscar controlar el motor de forma análoga a cómo se realizaba con la máquina de continua.

El principal objetivo para poder controlar la máquina de esta forma es conseguir que el par sea directamente dependiente de otra variable, en este caso una corriente, así como del flujo. Debería quedar una ecuación en la que:

$$T = K \cdot \phi \cdot i_a. \quad (11)$$

dónde

K es una constante indeterminada,

ϕ es un flujo,

i_a es una corriente.

Se puede apreciar que ya existe una cierta similitud con la ecuación (9) que se tenía antes. De esta forma se querrá usar un sistema de referencia en el que el par quedé expresado de una manera parecida a la ecuación (11).

Sabemos que el flujo gira a la velocidad de sincronismo alrededor de un sistema de referencia estático, de forma que si se usa un sistema de referencia que gire a dicha velocidad y que esté acoplado con dicho flujo se podrá anular la componente en cuadratura del flujo. En la figura tal se puede ver cómo queda gráficamente.

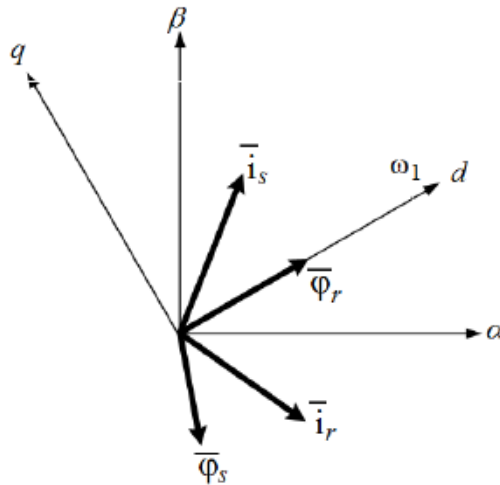


Figura 2.2 Circuito equivalente de la máquina asíncrona.

A este sistema de referencia giratorio se le llama sistema de referencia $-dq$. Y hace que se pueda expresar el par de la forma deseada siendo

$$T_{em} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\psi_{rd} \cdot i_{sq} - \psi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (12)$$

y sabiendo que al expresar el nuevo sistema de referencia -dq, se observa que la componente en cuadratura del flujo es nula ($\psi_{rq} = 0$). Se puede deducir que

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\psi_{rd} \cdot i_{sq}). \quad (13)$$

Y de esta manera ya queda el par de la forma que se quería con la ecuación (9). De esta forma se obtiene una forma de controlar el par a través de controlar la componente en cuadratura de la tensión.

Al haber puesto el sistema de referencia a velocidad de sincronismo, las ecuaciones de la máquina se pueden volver a escribir por componentes -d y -q sustituyendo ω_k por ω_s .

Para la tensión del estator

$$u_{sd} = r_s \cdot i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \psi_{sq} \quad (14)$$

$$u_{sq} = r_s \cdot i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \psi_{sd} \quad (15)$$

Para la tensión del rotor

$$0 = r_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - s \cdot \omega_s \cdot \psi_{rq} \quad (16)$$

$$0 = r_r \cdot i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + s \cdot \omega_s \cdot \psi_{rd} \quad (17)$$

Para el flujo por el estator

$$\psi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (18)$$

$$\psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (19)$$

Para el flujo por el rotor

$$\psi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} + L_r \cdot i_{rd} \quad (20)$$

$$\psi_{rq} = L_m \cdot i_{sq} + L_r \cdot i_{rq} \quad (21)$$

El control utilizado junto con el estimador es el control de campo orientado o control vectorial. Sin profundizar mucho en ello ya que no es el objetivo del proyecto, merece la pena comentar a grandes rasgos como funciona este control.

Por las características de reducir a componentes $-dq$ ($\omega_k = \omega_s$), sabemos que la componente $-q$ de la corriente de estátor es directamente proporcional a la velocidad, (ya que es directamente proporcional al par y este a su vez es proporcional a la velocidad); todo ello mientras mantengamos constante el flujo, que a su vez depende la componente $-d$ de la corriente de estátor. Por ello el control de velocidad da una consigna de corriente en coordenada $-q$. Mientras que el control de flujo (que suele intentar mantenerse constante a flujo nominal) da como salida una señal de corriente en $-d$.

Una vez se tiene controlada la corriente (en sus componentes) dos PI se encargan de controlar la tensión para que se sigan dichas consignas de corriente.

En la figura 2.3 se puede ver como queda el esquema de control vectorial final de la máquina.

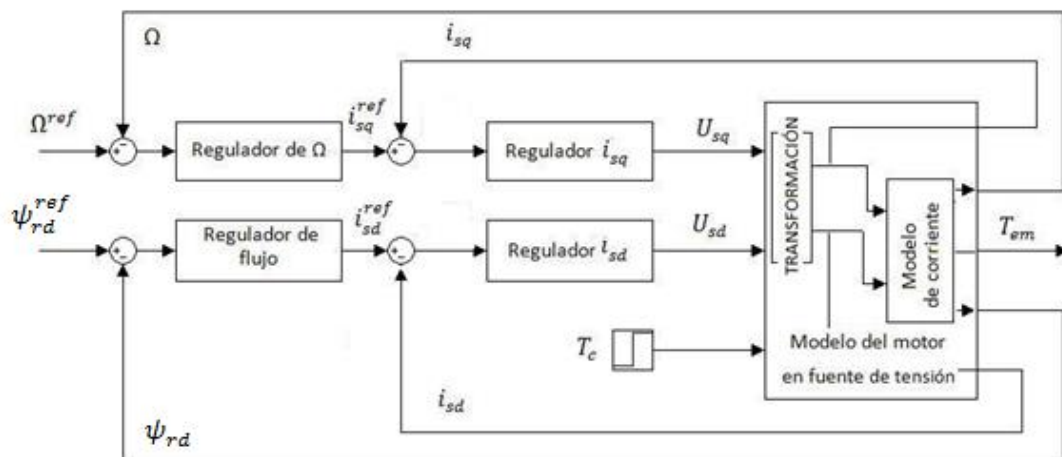


Figura 2.3 Esquema de funcionamiento del control vectorial.

Se debe comentar que los valores usados en los controladores han sido sacados del método de cancelación de polos de manera que se podría usar independientemente del motor, ya que el propio método te da los valores de los controladores con saber los parámetros de la máquina. Es un método muy automático y que se puede diseñar para que se adapte a cualquier motor

2.4 Modelo del modulador de ancho de pulso (PWM).

Para conseguir velocidades variables en el motor de inducción, la fuente de potencia que alimenta la máquina debe entregar tensiones tanto de amplitud como frecuencias variables. La solución más común para gestionar el accionamiento del motor es el uso de un inversor trifásico.

El inversor trifásico es un elemento de electrónica de potencia que se encarga de convertir la señal de una fuente de DC en una salida de tensión AC. El inversor debe ser capaz de variar la amplitud y la frecuencia de la señal de salida para poder controlar el motor.

En el campo de inversores trifásicos existen varios métodos o técnicas de control, sin embargo es quizá la más usada y conocida la modulación por ancho de pulso (PWM, Pulse Width Modulation). Y para esta misma técnica hay gran cantidad de algoritmos y métodos para aumentar el rendimiento de la modulación, así como disminuir el contenido armónico de la señal, disminuir las pérdidas por conmutación y aumentar la eficiencia del propio proceso de conversión.

La presencia de armónicos a la salida del modulador es un parámetro muy crítico dentro de los accionamientos eléctricos, debido a los efectos que estos armónicos generan al atravesar los arrollamientos y devanados del motor. Estos efectos pueden traducirse tanto en un incremento de pérdidas, como en distorsiones en las señales, variación del factor de potencia, vibraciones, etc. En general una gran cantidad de armónicos se pueden causar una reducción de la vida útil de la máquina.

Con objeto de disminuir este contenido en armónicos de la máquina, se planteó la modulación a través de una señal sinusoidal. Este método se conoce como el algoritmo de modulación PWM sinusoidal (SPWM- Sinusoidal Pulse Width Modulation).

En la figura 2.4 se puede observar un ejemplo del funcionamiento del algoritmo SPWM. La señal portadora es la onda triangular y la señal de referencia es la onda sinusoidal. Cómo se aprecia se genera un tren de pulsos de ancho variable. Los pulsos y el tiempo que duran van a depender de la amplitud y frecuencia tanto de la señal portadora como de la señal de referencia.

En el siguiente punto se explicará más detalladamente el funcionamiento de la modulación y los cometidos de la portadora y la señal de referencia.

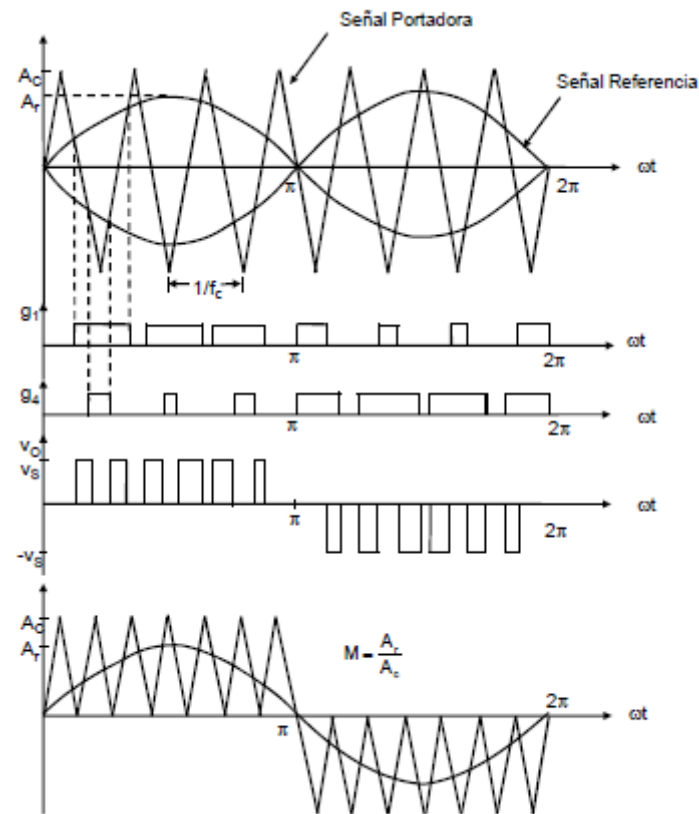


Figura 2.4 Modulación PWM unipolar. [4]

2.4.1 Modulación PWM.

Cómo se explica en [3], en el método de modulación por PWM, el ciclo de trabajo del tren de pulsos generado está determinado por la tensión deseada a la salida del inversor, tanto por su frecuencia como por su amplitud.

Con la modulación por ancho de pulsos (PWM) se puede conseguir fácilmente disminuir la distorsión armónica total (total harmonic distortion THD) de la corriente de carga. La distorsión armónica total (THD) es una forma de medir la cantidad de armónicos presentes en una señal dada.

Aun así la salida del PWM presenta una señal con un factor THD elevado debido a la presencia de armónicos, pero al estar estos armónicos a una frecuencia muy elevada, serán fácilmente filtrables.

Para poder controlar los dispositivos de conmutación se requiere lo que se conoce como señal de control o moduladora, la cual sirve como señal de referencia (en el caso del SPWM será de forma sinusoidal como se vio anteriormente). La señal moduladora será la que contenga la información acerca de la amplitud, frecuencia y fases deseadas a la salida del inversor [5].

Además se necesitará una señal portadora, que es una señal generalmente periódica que nos permite controlar la velocidad de conmutación. Habitualmente, (y cómo ocurre en este proyecto), la señal de la portadora es una señal triangular.

Conviene comentar que la frecuencia de la señal portadora va a ser muy importante de cara al THD de la señal de salida, ya que dicha frecuencia determinará la posición de los armónicos respecto a la frecuencia de la moduladora.

En cuanto a la modulación existen dos tipos: la modulación bipolar y la modulación unipolar. La gran diferencia entre ambas está en que la señal de salida de la bipolar tiene dos estados ($+V_{DC}$, $-V_{DC}$) y la salida de la unipolar ($+V_{DC}$, 0).

En la conmutación unipolar para la modulación por anchura de pulsos, la salida será conmutada entre el valor máximo del bus de continua y cero a diferencia de la conmutación bipolar donde se conmuta entre los valores máximo y mínimo. En la figura 2.5 se puede ver un ejemplo de este tipo de conmutación.

$$V_O = +V_{DC} \quad \text{si} \quad V_{mod} > V_{port}$$

$$V_O = 0 \quad \text{si} \quad V_{mod} < V_{port}$$

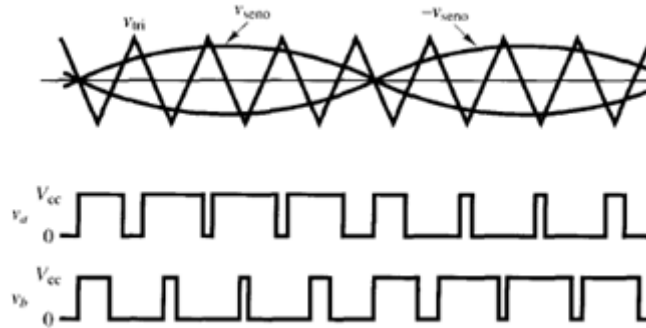


Figura 2.5 Modulación PWM unipolar. [4]

En [4] se explica con más detalle los fundamentos de los inversores por modulación.

2.4.2 Términos y consideraciones del PWM.

Hay ciertos términos y conceptos que son útiles y que se usan para hablar de los inversores por modulación. A continuación se describen algunos de ellos.

- Índice de modulación de frecuencia m_f .

El índice de modulación de frecuencia se define cómo el cociente entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia de la referencia.

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{moduladora}}$$

Este parámetro se usa principalmente para saber en qué lugar van a estar colocados los armónicos de la señal de salida con respecto de la frecuencia fundamental.

Cuando aumenta este índice, es decir aumenta la frecuencia de la portadora, se van a tener los armónicos más lejos de la frecuencia fundamental, y por tanto van a ser menos determinantes y van a afectar de menor manera al rendimiento final de la máquina. Además van a ser más fáciles de filtrar.

Por otro lado, el aumento de la modulación de frecuencia hace que se tenga que conmutar más rápido y por lo tanto habrá mayores pérdidas por conmutación, además de tener una necesidad de conmutadores mejores y más fiables para conseguirlo.

Cuando escogemos valores de m_f enteros, se dice que se trata de un modulador síncrono, normalmente utilizado en aplicaciones que exigen bajos índices de frecuencia. Si m_f se trata de un número que no es entero, se habla de un modulador asincrónico, el cual genera pulsos de voltaje no periódicos a la salida.

- Índice de modulación en amplitud m_a .

Este parámetro se define cómo la relación entre la amplitud de la señal moduladora frente a la amplitud de la señal portadora.

$$m_a = \frac{V_{m,moduladora}}{V_{m,portadora}}$$

Esto se usa para controlar la amplitud de la señal de salida del inversor. Será muy útil a la hora de compensar las variaciones producidas en la tensión del bus de continua, la cual puede no ser constante debido a las modificaciones que se pueden ocasionar al cambiar el estado de carga de la batería que alimenta el inversor.

Dependiendo de los valores que tome el índice de modulación en amplitud se podrá diferenciar entre dos modos de operación de la modulación PWM: la modulación lineal y la modulación no lineal.

Para valores de $m_a \leq 1$, es decir, cuando el valor pico de la moduladora es menor que el de la portadora, se conoce como la zona de modulación lineal. La modulación lineal se caracteriza por que el valor instantáneo de la señal moduladora es prácticamente coincidente con el valor medio de la señal modulada a la salida.

Para valores de $m_a > 1$, donde el pico de la señal moduladora es superior al pico de la señal portadora, se está en la zona de modulación no lineal, o lo que se conoce como sobremodulación.

- Tensión moduladora o de referencia.

Es una señal que puede ser externa al inversor u obtenerse dentro de este. Esta señal se usa para dar una referencia de la señal que se quiere de salida. Dicha señal suele ser de mucha más baja potencia que la señal que de verdad se quiere, de forma que no haya tantas pérdidas.

La señal moduladora no tiene por qué ser una señal sinusoidal.

Para un análisis más exhaustivo del inversor trifásico se puede consultar [6].

2.4.3 Implementación del modelo.

A continuación se hablará sobre la implementación que se ha llevado a cabo del inversor (PWM) en simulink.

Se puede observar cómo el modelo recoge las tensiones de referencia del estátor (en coordenadas $-dq$). Estas tensiones vienen previamente calculadas, de la etapa de control del modelo. En la salida se obtendrá la señal modulada mediante pulsos gracias al bus de continua.

En el modelo se ha optado por que el bus de continua sea también una señal de entrada, de esta forma se podrían hacer ensayos con fuentes de continua variables o reales con envejecimiento (por ejemplo). En la figura 2.6 se pueden ver tanto las entradas como las salidas del modelo del inversor, donde además se aplica la transformada de Park a la entrada de tensión para trabajar con tensiones trifásicas, necesarias a la hora de realizar la modulación.

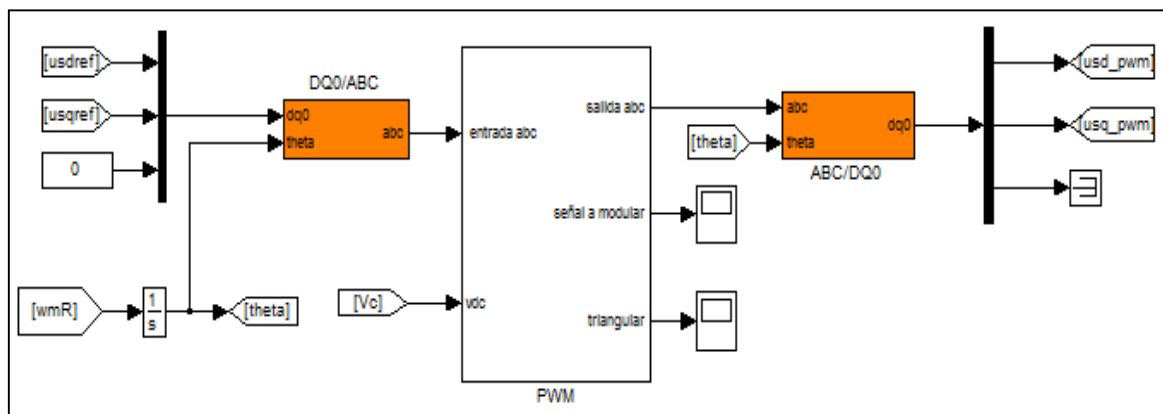


Figura 2.6 Entradas y salidas del Inversor PWM.

Internamente, se compara la señal modular con la señal portadora (en este caso una triangular). Cuando el valor de la señal portadora es mayor que el de la moduladora, se genera un pulso de valor $+V_{dc}$, que proviene de la tensión generada por la batería. Por el contrario, si el valor de la portadora es menor que la señal moduladora se generará una salida nula. En la figura 2.7 se muestra este comportamiento, donde como se puede ver, a la salida se obtiene una señal modulada de pulsos de ancho variable y cuya amplitud varía entre cero y el valor de tensión que se obtiene del bus de continua.

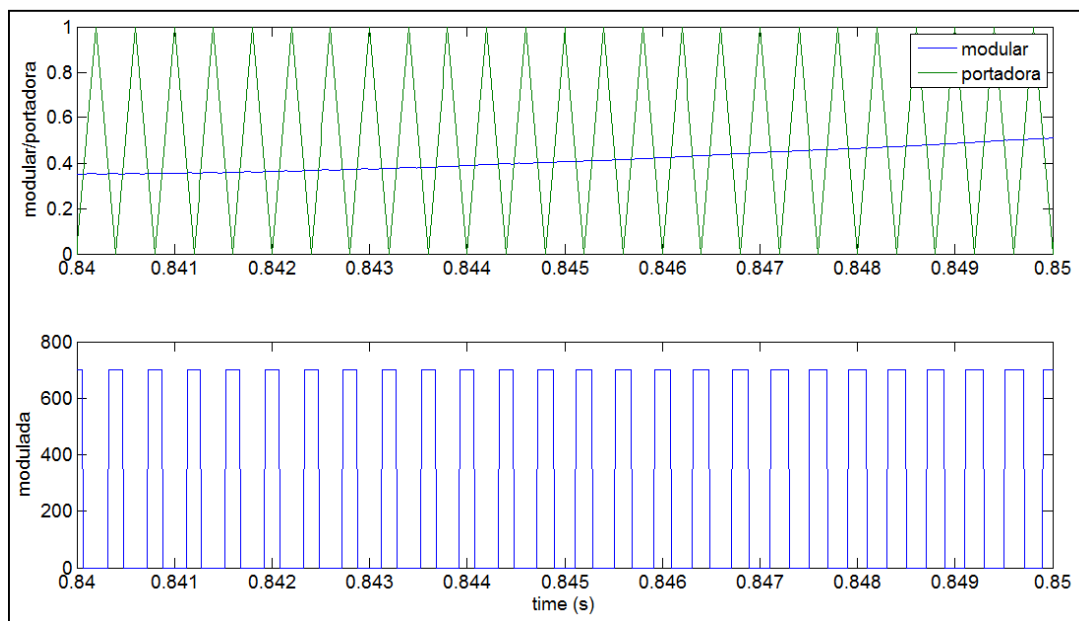


Figura 2.7 Arriba) Señales portadora y moduladora. Abajo) Señal modulada a la salida (PWM).

En la figura 2.8 se observa el diagrama de bloques interno del PWM. Se ha optado por usar una triangular que oscila entre 0 y 1, de esta forma se tiene que dividir la señal a modular por la tensión de continua V_{dc} y sumarle 0,5. De esta forma se obtiene una señal que nunca es inferior a cero ni supera la unidad mientras la tensión de continua sea la suficientemente grande. Si la señal supera la unidad, significa que se ha llegado a sobremodulación, estado que se debe evitar a toda costa.

Merece la pena comentarse que para asegurar que no haya sobremodulación debe darse la condición que la amplitud total de la señal a modular no sea más grande que la tensión de continua.

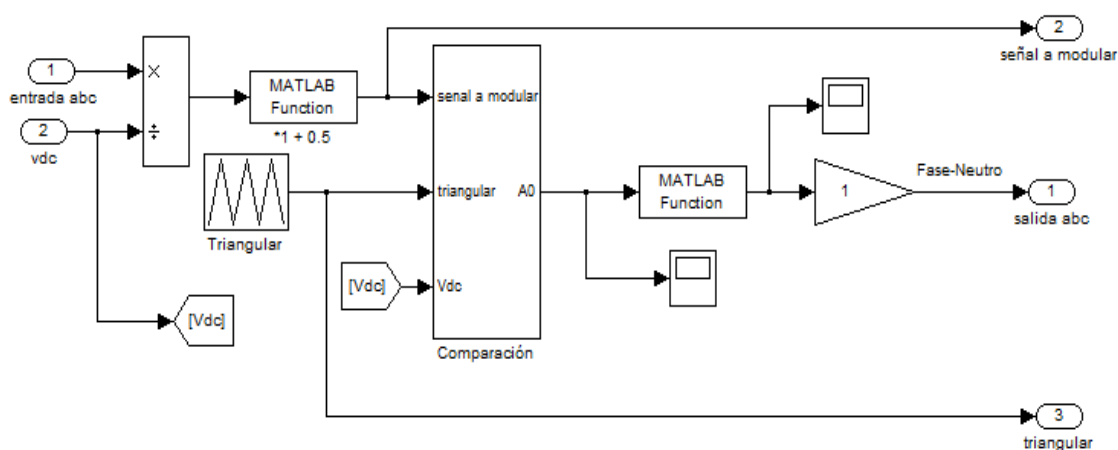


Figura 2.8 Diagrama de bloques del inversor PWM.

Consecuentemente a lo anterior, una vez realizada la modulación, se vuelve a multiplicar el valor de la señal ya modulada por el valor del bus de continua para obtener una señal con la amplitud necesaria para alimentar la máquina de inducción como se muestra en la figura 2.9.

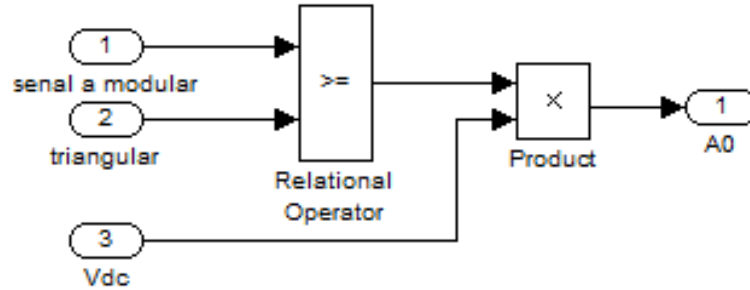


Figura 2.9 Comparación entre la señal moduladora y la portadora.

Puesto que se alimenta el inversor con una señal de tensión trifásica, se ha conseguido generar 3 trenes de pulsos variables desfasados entre sí (uno para cada señal moduladora). Para lograr la señal trifásica de forma de onda semejante a la senoide, se deberán sumar las señales pulsantes de forma que se genere la señal deseada a la salida.

$$U_a = u(1) - (u(1) + u(2) + u(3))/3 \quad (22)$$

$$U_b = u(2) - (u(1) + u(2) + u(3))/3 \quad (23)$$

$$U_c = u(3) - (u(1) + u(2) + u(3))/3 \quad (24)$$

En la figura 2.10 se puede observar el resultado obtenido tras sumar los trenes de pulsos. Como se ve, se obtienen tres trenes de pulsos desfasados 120° entre sí. Además es muy interesante que partiendo de una señal unipolar (trabaja con los estados 0 y 1), se llega a una señal trifásica que tiene tres estados (1,0 y -1), de esta forma la señal del PWM es más aproximada a la senoide original y los armónicos están aún más lejos de la frecuencia fundamental que la señal unipolar original.

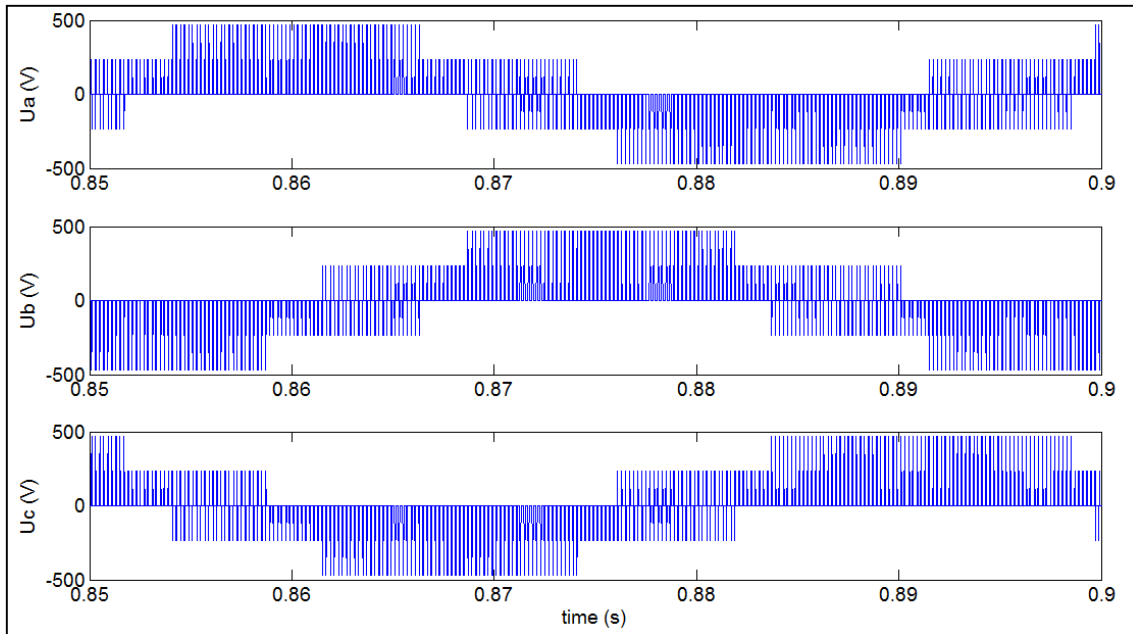


Figura 2.10 Tensiones de línea a la salida del inversor.

Estos trenes de pulsos van a ser las señales moduladas finales, que se vuelven a convertir a coordenadas $-dq$ para trabajar con el modelo de la máquina que acepta dichas coordenadas.

3. Estimador basado en control escalar.

3.1 Glosario del capítulo.

A continuación se muestran las variables y términos que aparecen por primera vez en este capítulo.

\bar{u}_l : es el vector espacial de la tensión de inducido,

k_r : es la constante del rotor y que es igual a L_m/L_r ,

τ_r : es la constante de tiempo de la máquina, que es igual a L_r/r_r ,

k_{par} : es la constante en la ecuación del par electromagnético, igual a $k_r \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3}$.

3.2 Introducción sobre el estimador.

Este primer estimador lo propone Holtz en [7] cómo un estimador de bajo coste y robustez, cómo una primera aproximación a la estimación de velocidad.

El primer estimador es muy sencillo con bastantes simplificaciones que se ha implementado de manera que funcione junto a un control escalar de velocidad. Al funcionar con bastantes simplificaciones, es ideal para trabajar en condiciones cercanas a las nominales ya que se cometen errores cuando se aleja de dicho punto. En ese sentido se trata de un estimador poco preciso. A cambio el estimador presenta la ventaja de la sencillez, lo que lo hace fácil de implementar y económico.

Este estimador va a trabajar en coordenadas de campo (dq0), esto significa que nuestro sistema de referencia va a girar a la velocidad de sincronismo.

3.3 Fundamento teórico del estimador basado en control escalar.

3.3.1 Fundamento teórico del estimador.

Se parte de la ecuación de la tensión del rotor (2.6) que está expresada en un marco de referencia genérico a velocidad ω_k . Se va a querer expresar en coordenadas dq, que significa que nuestro marco de referencia gira a velocidad de sincronismo (ω_s), lo que se traduce en que $\omega_k = \omega_s$. Además se desprecia el término derivativo del flujo del rotor ya que se asume que varía muy lento o que se trabaja en condiciones de régimen permanente a flujo constante. De forma que queda

$$\bar{u}_r = 0 = r_r \cdot \bar{i}_r + j \cdot (\omega_s - \omega) \cdot \bar{\psi}_r. \quad (22)$$

Despejando la ecuación (22) se puede expresar la velocidad de deslizamiento como

$$\omega_{slip} = \omega_s - \omega = \frac{|\bar{i}_r| \cdot r_r}{|\bar{\psi}_r|}. \quad (23)$$

Pero se asume que en el estimador no se van a conocer ni la corriente del rotor, ni el flujo del rotor (al menos no directamente), así que esa expresión todavía no vale para modelar el estimador.

Se usará la expresión del par electromagnético (9) para despejar la corriente del rotor, pero por comodidad vamos a expresarlo de forma

$$T_e = -|\bar{\psi}_r \times \bar{i}_r| = k_r \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot |\bar{\psi}_r \times \bar{i}_s|_z = k_{par} \cdot |\bar{\psi}_r \times \bar{i}_s|_z. \quad (24)$$

Por definición en coordenadas -dq el flujo del rotor es perpendicular a la corriente del rotor, luego se puede despejar la corriente del rotor como

$$\bar{i}_r = \frac{k_{par} \cdot |\bar{\psi}_r \times \bar{i}_s|}{|\bar{\psi}_r|}. \quad (25)$$

Por lo que la velocidad de deslizamiento se puede expresar a su vez

$$\omega_{slip} = \frac{r_r k_{par} \cdot |\bar{\psi}_r \times \bar{i}_s|}{\psi_r^2}. \quad (26)$$

Aquí es donde entra la tensión inducida (u_i) cuya expresión se puede simplificar

$$\bar{u}_i = \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = j\omega_s \bar{\psi}_r - \frac{\bar{\psi}_r}{k_r \tau_r} \approx j\omega_s \bar{\psi}_r. \quad (27)$$

Esta simplificación se debe a que (cómo dice Holtz en [8]), el término $\bar{\psi}_r/k_r \tau_r$ se puede despreciar con respecto al primer término siempre que la velocidad no sea cercana a cero, en cuyo caso no se puede decir que el primer término predomine sobre el primero y se cometería un error al despreciarlo.

Así se puede expresar finalmente la velocidad de deslizamiento de esta forma

$$\hat{\omega}_{slip} = r_r k_{par} \omega_s \frac{|\bar{u}_i \circ \bar{i}_s|}{\bar{u}_i^2}. \quad (28)$$

Donde el operador \circ es el producto vectorial.

Para finalizar el esquema de lo que sería el estimador de velocidad se necesita expresar la tensión de inducido como función de la tensión y la corriente del estátor (que serían las entradas del estimador). La siguiente ecuación se consigue a partir de la

ecuación de la tensión del estátor (5) y de las ecuaciones de los flujos (7 y 8), y se expresa como

$$\bar{u}_t = \bar{u}_s - r_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} . \quad (29)$$

Finalmente en la figura 3.1 podemos ver cómo queda el estimador en simulink, que viene de las ecuaciones 28 y 29 expresadas esquemáticamente.

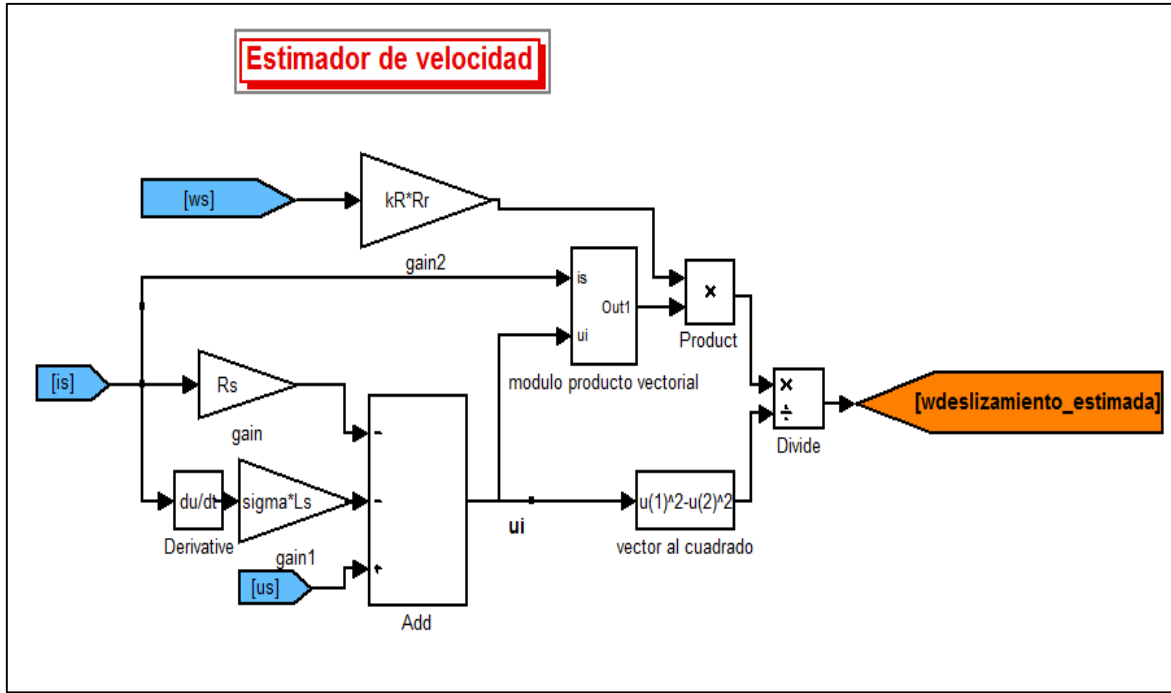


Figura 3.1 Estimador de velocidad basado en control escalar en simulink.

3.3.2 Modelo de control.

Se ha escogido cómo control para implementar este estimador el control escalar. Esto se ha hecho debido a que es un control de bajo coste y muy sencillo, de manera que el conjunto control-estimador va a ser de bajo coste en su totalidad. Ya que se ha querido que en el proyecto hubiera modelos de distintas gamas para poder utilizar.

El control escalar se basa en un PI que controla la velocidad, en este caso controla la estimación de velocidad y no la velocidad real de la máquina. Del PI sale una consigna de frecuencia que entra en una tabla y de esta a su vez se obtiene una consigna de tensión que luego entra en la máquina.

Esto se basa a su vez en la ecuación de la tensión del estátor (5), que asumiendo que el flujo del estátor (ψ_s) es constante y despreciando la caída de tensión en r_s se obtiene que

$$\overline{u_s} = j\omega_s \overline{\psi_s} . \quad (30)$$

Al considerar que el flujo es constante se puede considerar que $u_s/\omega_s = \text{const.}$ o $u/f = \text{const.}$ Al imponer que no se puede sobrepasar un valor máximo de tensión $u_{s \max}$, cuando al subir la frecuencia y no se pueda sobrepasar dicho valor de tensión se obtiene el efecto de debilitamiento de campo, la tensión sigue al mismo valor, pero la frecuencia sigue aumentando.

El esquema del control junto con el estimador en simulink viene representado en la figura 3.2.

En el esquema (figura 3.2) se aprecia cómo la velocidad de sincronismo se obtiene a partir de la tabla u/f y que luego se usa en el estimador de velocidad. A su vez la señal de tensión se obtiene del controlador de velocidad. De esta forma se crea un bucle cerrado de control.

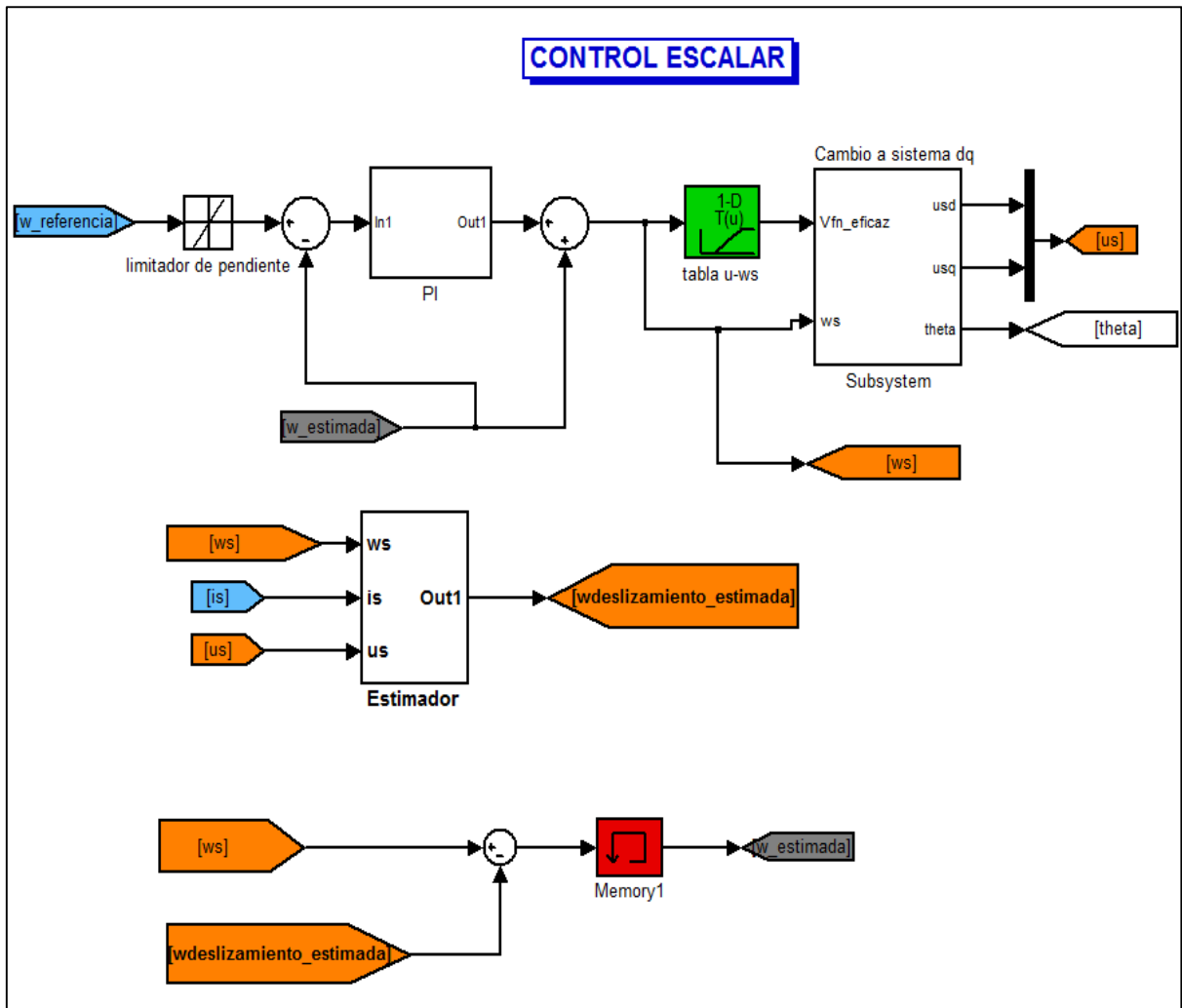


Figura 3.2 Control escalar junto a estimador

3.4 Simulaciones con el modelo en simulink.

3.4.1 Ensayo en bucle abierto.

En el primer ensayo no se realimenta la velocidad estimada. De esta forma vemos cómo de preciso es el estimador, cuando la salida que da no se usa en el control de la máquina. Es una primera aproximación para ver la calidad del observador.

Podemos comprobar cómo el estimador nos da una predicción bastante precisa y rápida de la velocidad del rotor siempre que no nos acerquemos demasiado a una consigna de velocidad cero.

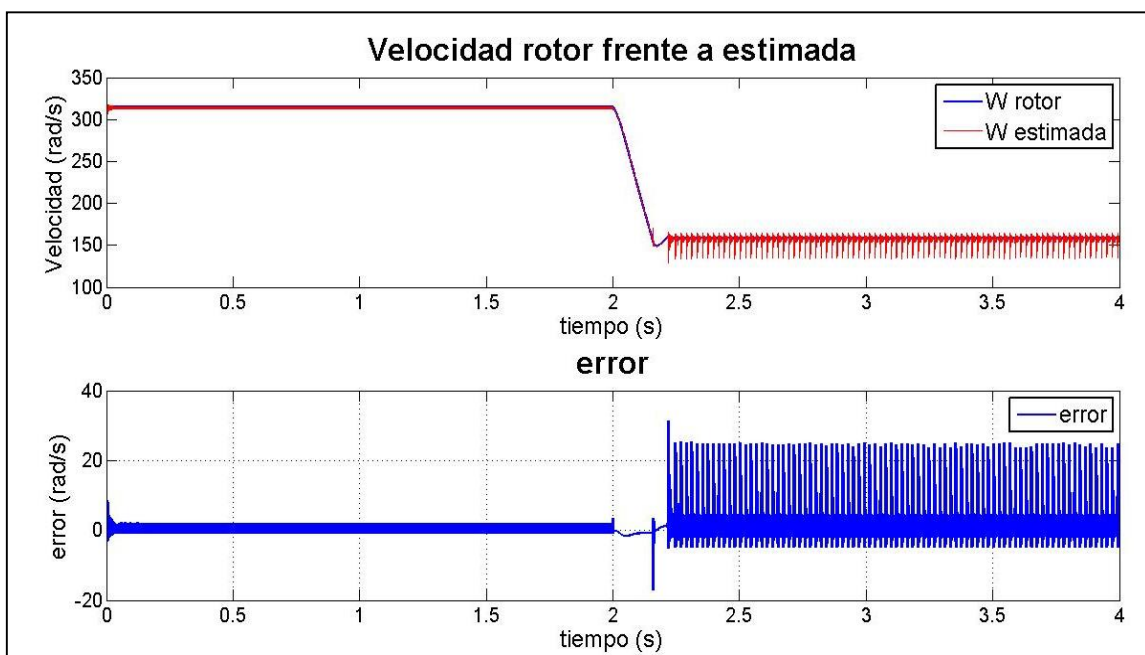


Figura 3.3 Ensayo bucle abierto. Sin filtro.

Se aprecia en la figura 3.3 que el error crece cuando el estimador se acerca a velocidades cercanas a cero. Aparecen oscilaciones que empeoran el resultado. Una buena solución para este problema es añadir un filtro paso bajo a la salida de la velocidad estimada, de forma que filtremos las frecuencias altas que aparecen de otra manera. En la figura 3.4 podemos ver cómo parece mejorar el rendimiento del estimador.

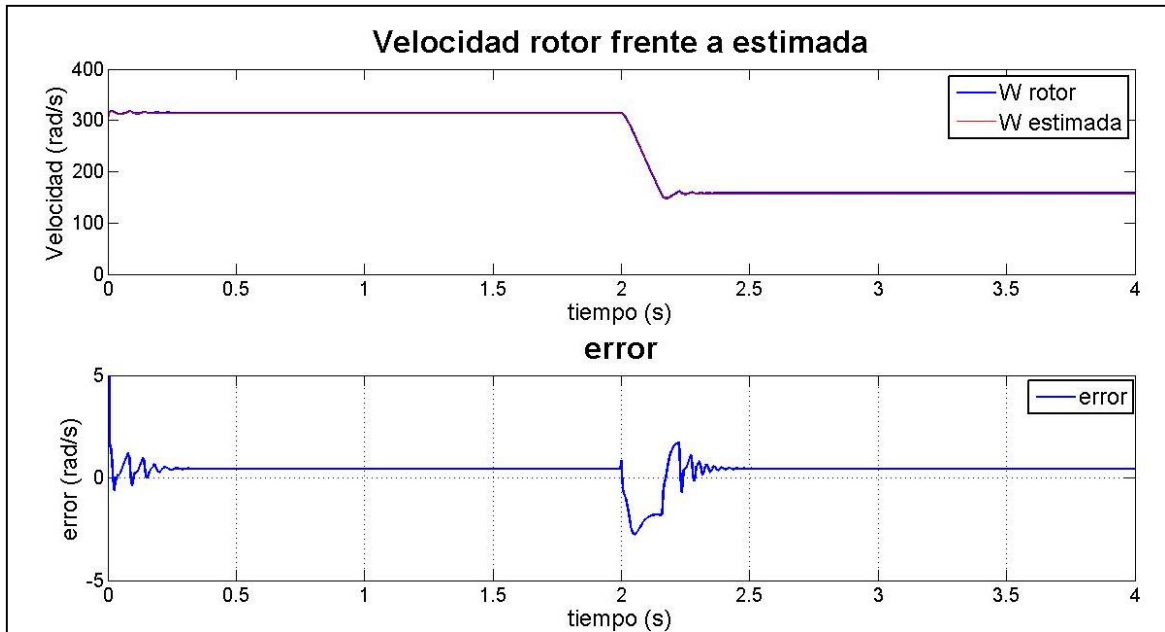


Figura 3.4 Ensayo bucle abierto. Con filtro.

A pesar de la influencia del filtro, cuando se acerca a la velocidad de cero, **el estimador oscila alrededor de dicho valor**, o da errores muy significativos como se puede ver en la figura 3.5. En dicha gráfica se aprecia que aunque se llega a un valor de régimen permanente este es erróneo y en este caso alcanza un valor de 10 rad/s, esto puede no parecer mucho, (de hecho apenas es el 2% de la velocidad nominal), pero dependiendo de qué circunstancias puede ser muy significativo que en vez de estar parada, la máquina esté en movimiento.

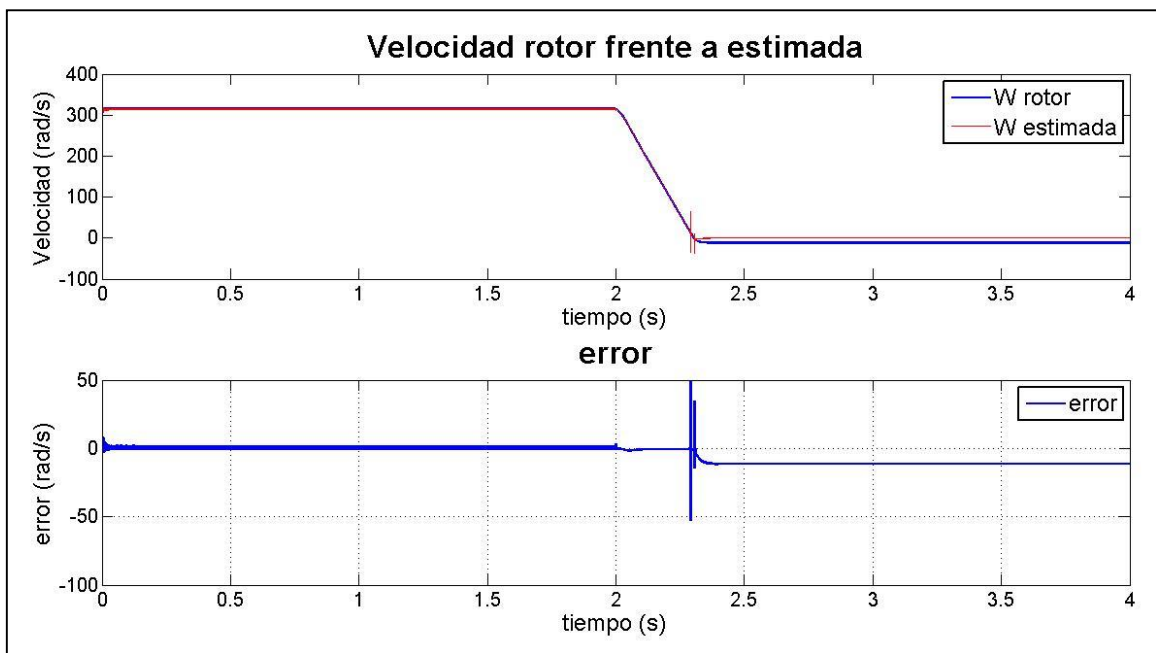


Figura 3.5 Ensayo bucle abierto. Sin filtro. Freno de motor.

3.4.2 Ensayo en bucle cerrado.

A continuación se han realizado varios ensayos de la máquina con el control y el estimador integrados.

En el primer ensayo hay un cambio en la consigna de velocidad en el que pasa de la velocidad de sincronismo al 50 % de la misma, como podemos comprobar, al cambiar la velocidad el error también cambia. En este caso el error aumenta, ya que nos hemos alejado bastante del punto de trabajo. En este punto hablamos de un error cercano a 20 rad/s que estaría alrededor del 5% de la velocidad nominal. En la **figura 3.6** se puede observar la velocidad de referencia frente a la velocidad del rotor así como el error, aunque se debe decir que el error a partir del segundo 6 es efecto también del cambio en el par de carga.

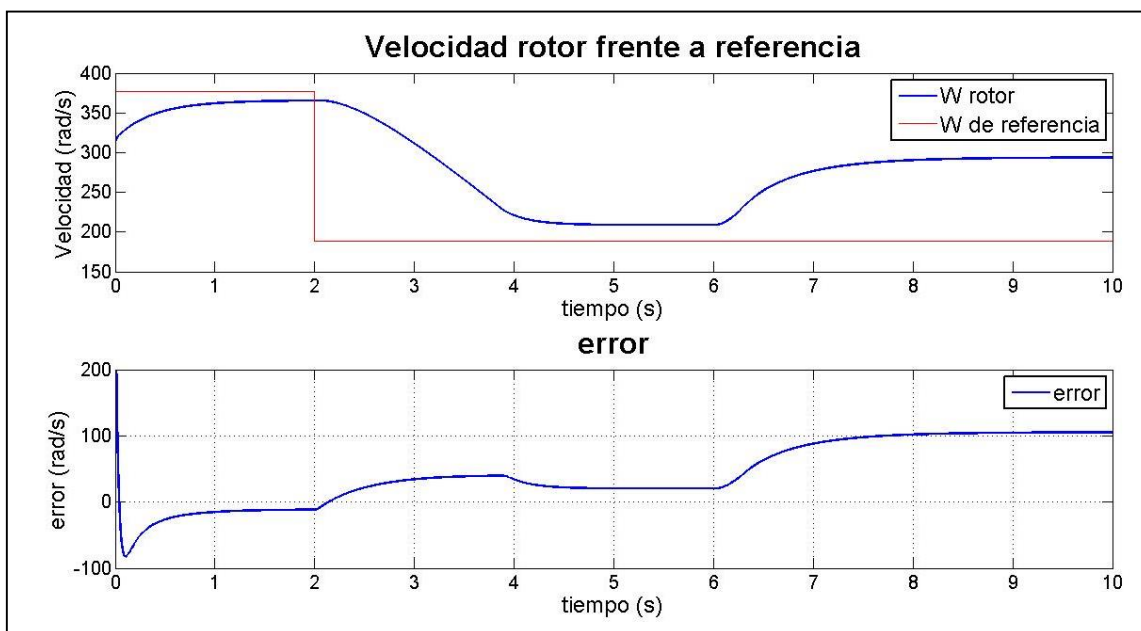


Figura 3.6 Velocidad y error. Ensayo con cambio de par y de velocidad.

Después de este cambio en la consigna de velocidad, también se ha añadido un cambio en la consigna de par (o sea en el par de carga), bajándolo también al 50%. Cómo se puede ver en la **figura 3.7** que muestra error, velocidad y par; el error que se introduce al cambiar el par es mucho más significativo que el error que introducía el cambio de velocidad. Más adelante profundizaremos un poco más en el efecto de la velocidad y el par en el error.

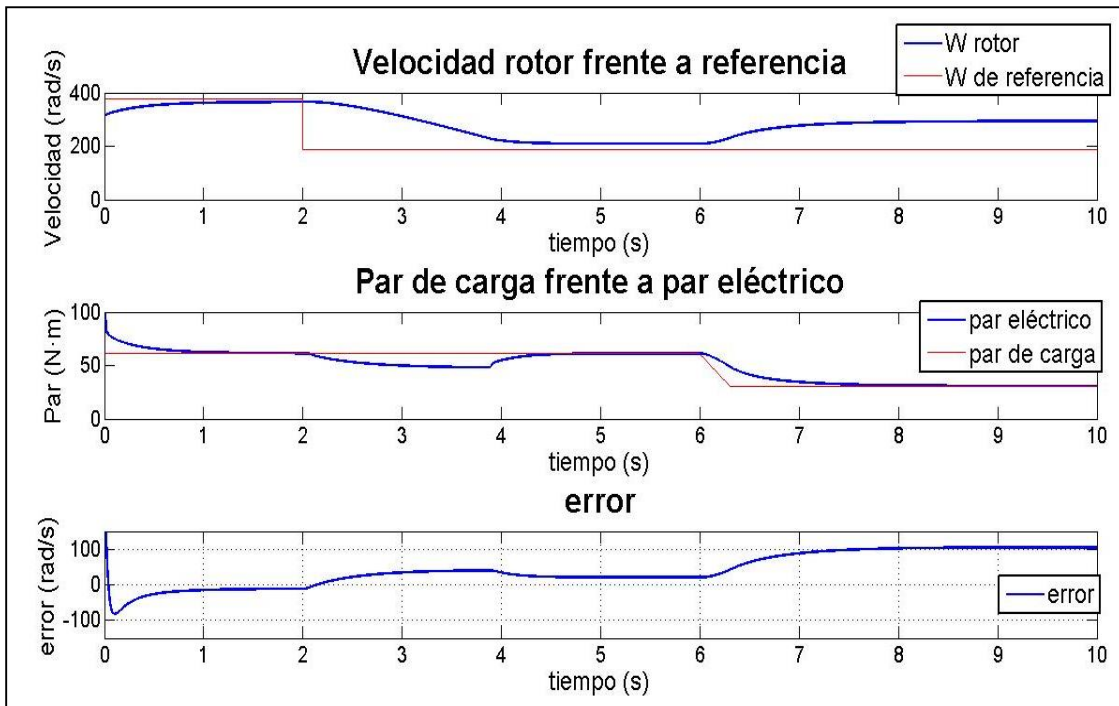


Figura 3.7 Par-error-velocidades. Ensayo con cambio de par y velocidad.

En la siguiente simulación (figura 3.8) se ha bajado la consigna de velocidad a cero, como se puede observar el error empieza a ser muy grande con un pico de cerca de 700 rad/s, aunque se debe más a la velocidad del estimador que a su precisión y rápidamente disminuye. Aun así el error en régimen permanente está cerca de los 50 rad/s, por lo que se puede comprobar que este sistema no funciona bien cerca de velocidades cercanas al cero.

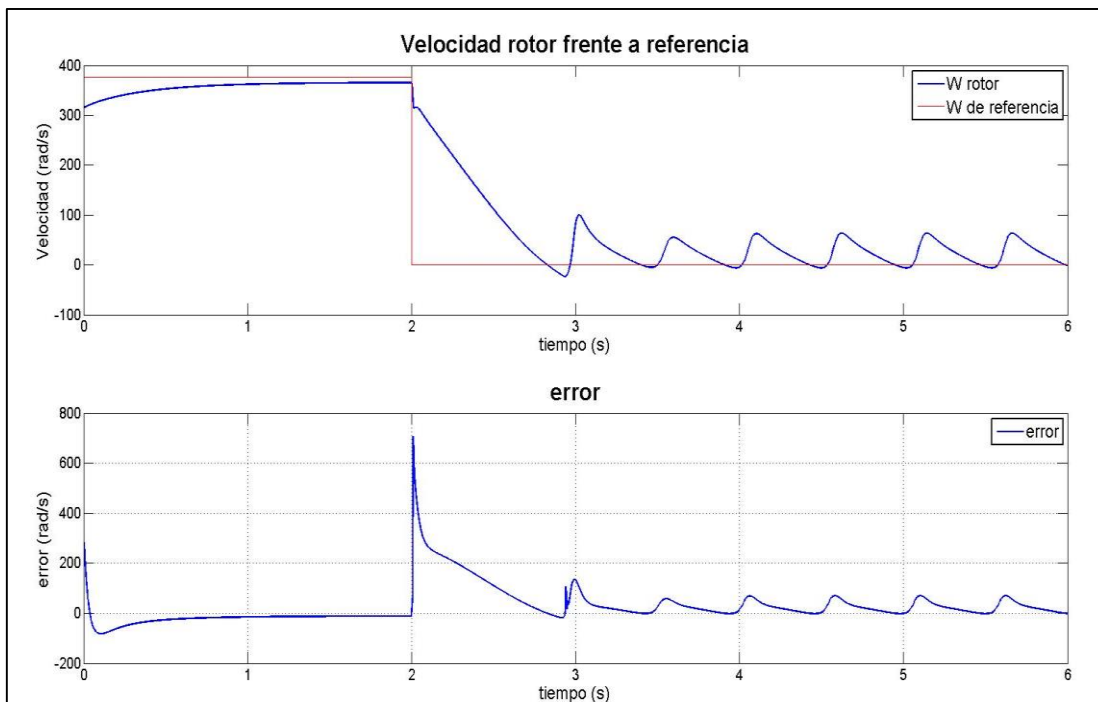


Figura 3.8 Velocidad y error. Ensayo con freno de motor.

Al disminuir el par por debajo del valor nominal se puede ver como el error en régimen permanente también cambia significativamente. Si el par es muy pequeño el error es alto, puede llegar a haber errores del 100%, que son inaceptables. Esto se debe principalmente a términos que se desprecian a la hora de diseñar el estimador y que al cambiar las condiciones de trabajo de la máquina empiezan a ser significativas, como hemos podido comprobar.

3.4.3 Ensayo con modulador de pulso (PWM).

En este ensayo se implementa el PWM para ver si la dinámica del sistema es suficientemente buena para poder funcionar en un sistema menos ideal. **A cambio el tiempo de computación aumenta considerablemente ya que los pasos de integración tienen que ser mucho más pequeños para que funcione correctamente el PWM.**

Con el PWM podemos ver como se acentúan los errores y tarda más en llegar a régimen permanente. Pero el principal problema es que la estabilidad del sistema es peor. Esto se ve ya que al cambiar de condiciones nominales de la máquina (par y velocidad) a otros valores, se tiene un error más grande y en ciertas condiciones se puede llegar a descontrolar la máquina totalmente.

Una de las razones por las que pasa esto en la simulación es porque el tiempo de la señal triangular del PWM puede ser demasiado alto. Se ha probado a variar dicho parámetro y las simulaciones han sido muy similares. Aunque obviamente si se disminuyese lo suficiente debería dar igual (o muy parecido) a los ensayos sin PWM, no merece la pena detenerse a analizar en más detalle la frecuencia de muestreo del PWM ya que requiere una carga computacional muy grande y el efecto del PWM no es el gran problema que presenta este modelo. Pero merece la pena destacar que en este ensayo la frecuencia de la triangular (PWM) era de 2,5 KHz que puede ser fácilmente alcanzable, aunque claro está, esto dependerá de la situación, medios y aplicaciones.

Se ha hecho un ensayo similar al que se realizó sin moduladora, en este caso se ha cambiado la consigna de velocidad al 50% a los 2 segundos, a su vez, también se ha disminuido el par de carga al 50% a los 4 segundos. En esta simulación se tuvo que añadir un bloque *rate limiter* a la salida del escalón de par de carga, que limita la pendiente de dicho escalón. Esto se ha tenido que hacer porque el efecto del escalón puro era demasiado intenso para la estimación de velocidad y se perdía por completo el control de la máquina. Los resultados del ensayo se pueden ver en la figura 3.9.

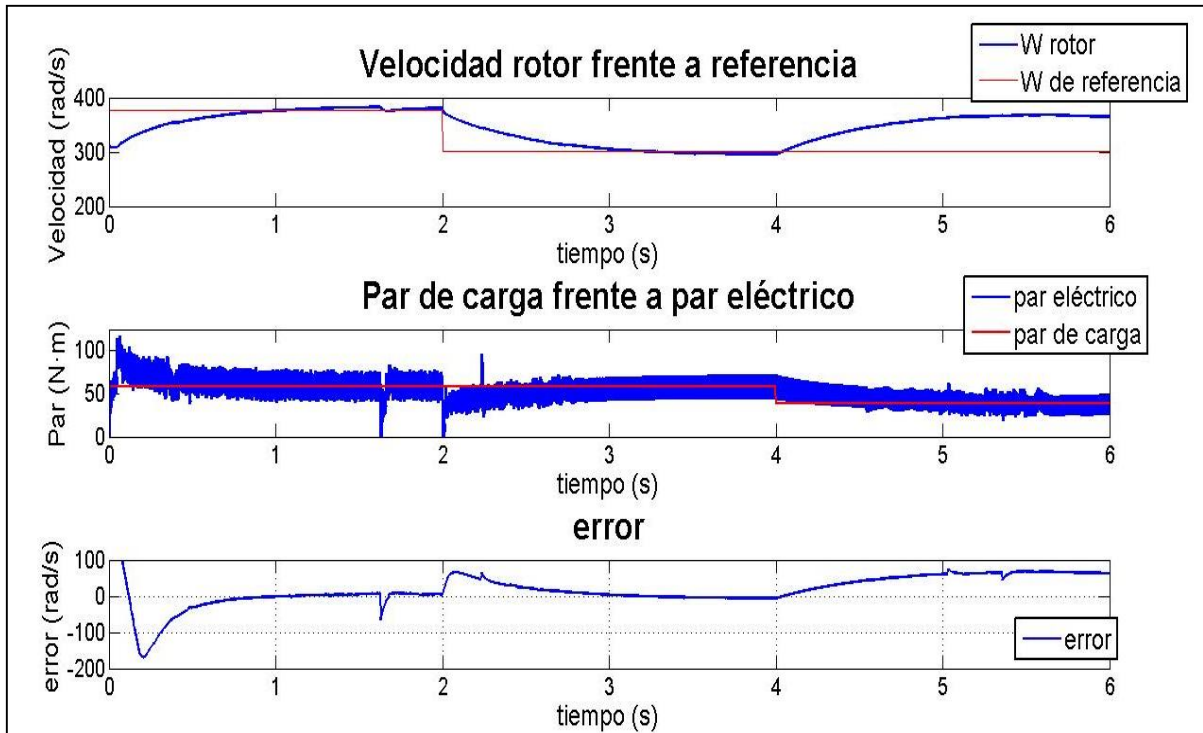


Figura 3.9 Velocidad-Par-Error. Cambio de velocidad y de par. Con PWM.

En el ensayo se aprecia el mismo efecto en el error que antes, de manera que el error que introduce el cambio de par es mucho más significativo que el de cambio de velocidad. Cabe destacar que en el cambio de par de carga, la velocidad que estima el modelo ya es bastante errónea y por lo tanto se llega a errores de 75 rad/s que está alrededor de 20% de la velocidad nominal, esto puede llegar a ser ya de por sí intolerable según que aplicación.

Con el PWM además se añade que los errores tienen un comportamiento más irregular y además un efecto de ruido en el par eléctrico. Este efecto de ruido es bastante grave ya que oscila a frecuencias muy altas y a amplitudes del 100% del par nominal. Si esto ocurriese en un motor de verdad, las tensiones a las que se vería sometido el eje por esta oscilación de par podrían romperlo rápidamente o cuánto menos le acortaría drásticamente su vida útil.

Visto esto se podría decir que este estimador sólo sería utilizable para aplicaciones sencillas que no requiriesen un alto grado de precisión y que en principio estuvieran trabajando a unas condiciones determinadas en todo momento.

Si tuviéramos aplicaciones con un mayor requerimiento de precisión o de fiabilidad, tendríamos que usar otro tipo de estimador. Algunas soluciones que podrían usarse para subir la fiabilidad de este estimador, sería cambiar la forma de control de la máquina, usando un control vectorial u otro tipo de control más preciso. Para hacer esto habría que modificar el control para poder utilizarlo junto con el estimador.

La gran exigencia que este estimador tiene a la hora de implementarlo con el control es que necesita conocer la velocidad de sincronismo, o asumir esta como conocida, cosa que puede ser más difícil en un modelo que en otro, en este caso se

asume conocida a partir de la tabla de tensión-frecuencia que utiliza el control escalar. Se podría modificar otro control para su implementación de otra forma.

3.5 Ensayo con distintas consignas de par y velocidad.

Los resultados de las simulaciones se muestran a continuación en la tabla 1 donde el error viene representado en pu. Podemos ver la tabla expresada en una gráfica de tres dimensiones en la figura 3.10.

Tabla 1 Ensayo par-velocidad. Estimador basado en control escalar. El error se expresa en pu.

Par (pu) ω (pu)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
0	1	0,430	0,048	0,061	0,114	0,132
0,2	1,5	0,430	0,242	0,158	0,107	0,072
0,4	Pérdida control	0,633	0,330	0,197	0,117	0,062
0,6	Pérdida control	0,824	0,410	0,227	0,119	0,043
0,8	Pérdida control	0,995	0,486	0,254	0,116	0,021
1	Pérdida control	1,141	0,535	0,254	0,085	0,030

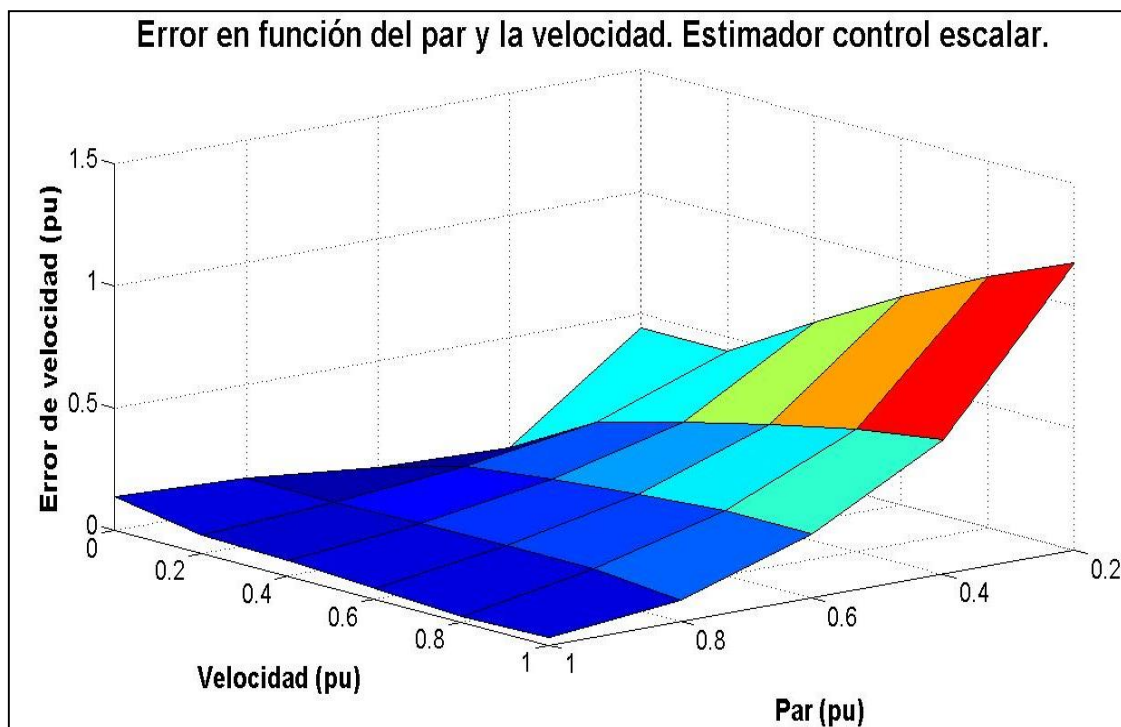


Figura 3.10 Ensayo a par y velocidad variable. Gráfica en 3d de modelo con prealimentación.

En la figura (tal) no se ha representado la columna correspondiente a par de carga cero. Esto es debido a que en dicha columna se obtienen muy malos resultados y se pierde el control de la máquina, por lo que dificultaba la observación de la forma de la superficie a examinar.

Respecto al comportamiento del motor frente a cambios en consigna vemos una tendencia al aumento del error cuando disminuimos tanto la consigna de par como la consigna de velocidad. Sin embargo un rápido análisis nos demuestra que la disminución del par de carga aumenta sustancialmente más el error que la disminución de consigna de velocidad. De hecho la disminución de la consigna de velocidad apenas aporta aumento en el error, sobre todo en comparación con el cambio en el par de carga.

Se aprecia que por debajo de 0,6 pu de par de carga el error empieza a hacerse exponencialmente más grande y se pierde la precisión casi por completo.

Un comportamiento bastante destacable que se descubre con este análisis es que a medida que disminuimos el par de carga, la consigna de velocidad con la que el error se hace mínimo disminuye al mismo tiempo. Esto se puede ver de una manera más clara aún si vamos mirando el error mínimo en cada valor de par, como se muestra en la tabla 2. Se observa que a partir de par 0,6 el error se hace mínimo a velocidad mínima.

Esto también se observa en la figura 3.10 donde hay una especie de valle cerca de la zona de velocidad nula.

Tabla 2 Ensayo par-velocidad. Estimador basado en control escalar. Error mínimo en cada tramo de par.

Par (pu) ω (pu)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
0	1	0,430	0,048	0,061	0,114	0,132
0,2	1,5	0,430	0,242	0,158	0,107	0,072
0,4	Pérdida control	0,633	0,330	0,197	0,117	0,062
0,6	Pérdida control	0,824	0,410	0,227	0,119	0,043
0,8	Pérdida control	0,995	0,486	0,254	0,116	0,021
1	Pérdida control	1,141	0,535	0,254	0,085	0,030

Cómo resultado se puede comentar que este estimador no tiene un buen comportamiento a velocidad y par nulos. Su mejor comportamiento está cerca de la zona de par de carga nominal y velocidad nominal.

3.6 Ensayo de robustez.

Se ha realizado el ensayo de robustez con el estimador basado en el control escalar. A continuación se muestran los resultados en las tablas 3,4 y 5.

Tabla 3 Ensayo de robustez de estimador basado en control escalar. Parámetro Rs

Rs (pu)	1	1,2	1,5	2	0,8	0,5	0,25
Error 1 (pu)	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030
Error 2 (pu)	0,053	0,054	0,056	0,058	0,053	0,052	0,051

Tabla 4 Ensayo de robustez de estimador basado en control escalar. Parámetro Rr.

Rr (pu)	1	1,2	1,5	2	0,8	0,5	0,25
Error 1 (pu)	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030
Error 2 (pu)	0,053	0,059	0,068	0,083	0,048	0,039	0,032

Tabla 5 Ensayo de robustez de estimador basado en control escalar. Parámetro Lr.

Lr(pu)	1	1,2	1,5	2	0,8	0,5	0,25
Error 1 (pu)	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030
Error 2 (pu)	0,053	0,049	0,044	0,039	0,061	0,083	0,14

Con los datos de la tabla 3 (que muestra la influencia de Rs), se puede observar rápidamente que la influencia de dicho parámetro (Rs) es mínima, apenas varía el error con el cambio de esta resistencia.

En el caso de los otros dos parámetros a velocidad nominal tampoco se puede decir que el cambio en ellos afecte demasiado al error a velocidad nominal. De hecho se comporta especialmente bien y se debe principalmente a la propia naturaleza del control escalar que a velocidad nominal se comporta muy bien.

Sin embargo a la mitad de la velocidad nominal el error en los parámetros sí que puede conducir a un error en la estimación bastante más importante, sobre todo para el caso de Lr que puede llegar a producir errores del 10%.

Además algo que no se puede apreciar en la tabla es el cambio en la dinámica antes de llegar a condiciones de régimen permanente, y que en el caso de R_r y especialmente L_r modifica en gran medida el comportamiento de la máquina. De hecho en R_r y L_r cuando se baja del 80% se empiezan a apreciar oscilaciones que pueden llegar a 70% de la velocidad nominal en algunos casos. Por lo que no es tan trivial cómo en apariencia se ve en las tablas.

En cualquier caso, como conclusión sí que se puede decir que es este estimador es bastante robusto. La parte negativa es que tiene ya de por sí errores que pueden ser críticos según el caso, pero a cambio los errores en la estimación de parámetros, siempre que no sean exageradamente grandes (por ejemplo más de 3 veces el valor real), no producen cambios significativos en los errores de la velocidad.

4. Estimador basado en modelo adaptativo.

4.1 Glosario del capítulo.

A continuación se muestran las variables y términos que aparecen por primera vez en este capítulo.

τ_s : constante de tiempo del estátor igual a L_s/r_s ,

τ_1 : constante de tiempo de realimentación en modelo del estátor,

σ : se define cómo $1 - L_m^2/L_s \cdot L_r$,

τ'_s : constante de tiempo que aparece en el modelo mejorado del motor y que es igual a $\sigma \cdot \tau_s$,

k_{corr} : constante de compensación de la corriente en el modelo de estátor.

4.2 Introducción sobre el estimador.

El estimador de control escalar es útil para aplicaciones de bajo coste que no requieran una alta precisión. Sin embargo el siguiente modelo está pensado para aplicaciones de más alto nivel que requieran un estimador que cometa menos errores y que su respuesta sea más rápida.

La base teórica de este estimador se puede encontrar en diversas fuentes, ya que es un estimador ampliamente estudiado, pero se ha estudiado más en detalle el modelo propuesto por Holtz en [7].

El estimador trabaja con dos modelos, uno va a ser el que sirva de referencia que será el modelo del estátor y otro va a ser el modelo adaptativo, llamado modelo de rotor.

Los dos modelos, tanto el del rotor como el del estátor, trabajan en coordenadas estacionarias $\alpha\beta 0$ ($\omega_k = 0$). Se puede consultar más detalles sobre este tipo de coordenadas en [3].

4.3 Fundamento teórico del estimador adaptativo.

El estimador tendrá dos entradas, la tensión y la corriente del estátor. Con esas dos señales el modelo intentará dar una estimación aceptable de la velocidad del rotor, para en última instancia poder controlar la máquina sin necesidad de conocer la velocidad [9].

Tiene dos modelos: uno el modelo del estátor y otro el modelo del rotor. El modelo del estátor es el llamado de referencia y tiene como entradas la corriente y la tensión. Estima el flujo del rotor a partir de esas entradas, y a ese flujo lo denotamos como $\bar{\psi}_r^s$.

El modelo del rotor también llamado el adaptativo, tiene como inputs (entradas), además de la tensión y la corriente, la velocidad. Y también estima el flujo a partir de estas entradas, a este flujo lo denotamos como: $\bar{\psi}_r^r$.

Las dos señales de flujo son multiplicadas vectorialmente para expresar el error que existe entre ambas, de forma que se puede representar como

$$e = |\overline{\psi}_r^s \times \overline{\psi}_r^r| = |\overline{\psi}_r^s| \cdot |\overline{\psi}_r^r| \cdot \sin \alpha \quad (31)$$

Se quiere minimizar este error y anularlo si es posible, ya que al anularlo, por definición de producto vectorial, significará que ambos vectores de flujo son iguales. Y si son iguales significa que la velocidad de entrada del modelo del rotor es la velocidad real de la máquina, lo cual daría lugar a una estimación correcta y precisa de la velocidad. Uno de los problemas que se puede encontrar este modelo viene cuando el flujo que estima el modelo adaptativo se hace cero, en vez del valor del modelo de referencia. Esto ocurre porque cuando una de las dos señales de flujo se hace cero, el error es cero y por lo tanto se pierde el control de la máquina. Esto en teoría no debería ocurrir, sólo con ver las ecuaciones de los modelos se aprecia. Sin embargo si hay errores en las mediciones de los parámetros de la máquina pueden ocurrir situaciones análogas, sobre todo a baja velocidad y con un par no muy alto.

Otra fuente de errores en este modelo aparece cuando por algún error los vectores están en fase pero con distintos valores. En principio esto no debería pasar ya que por definición del modelo y por las ecuaciones, cuando los dos vectores tienen la misma dirección deberían expresar el mismo valor. Pero si están en cierto momento de la dinámica puede ocurrir que se alineen los vectores y que antes de alcanzar el mismo valor, se deje de evolucionar porque el error sea cero.

El esquema de funcionamiento viene representado en la figura 4.1.

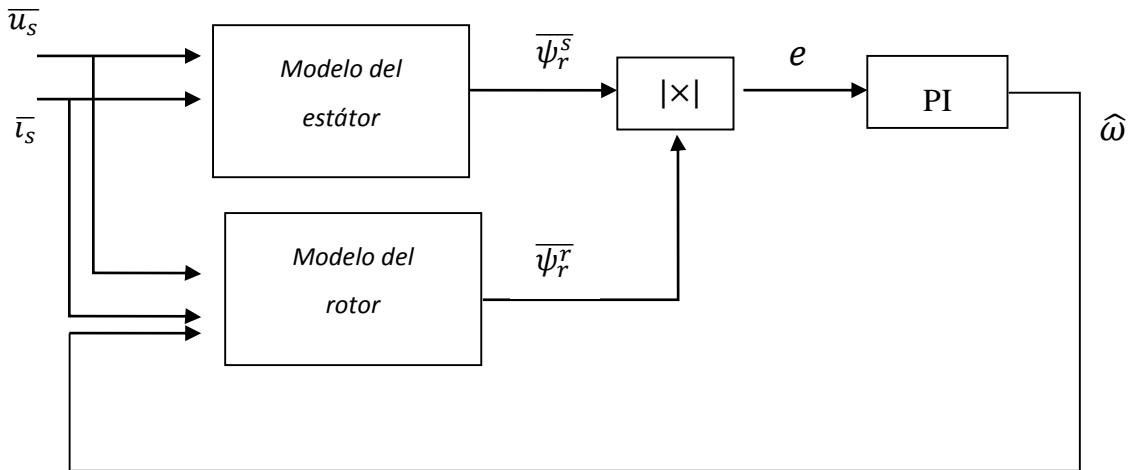


Figura 4.1 Esquema de funcionamiento del estimador.

En los siguientes ensayos con el modelo adaptativo el modelo de la máquina de inducción se ha implementado de forma que las señales están en valores por unidad y la entrada de tensión en coordenadas alfa-beta. Esto se ha hecho debido a que cuando la máquina se ha implementado en coordenadas $-dq$ ha mostrado un peor rendimiento y ha habido algunos problemas con el entorno de simulación (simulink).

4.3.1 Modelo del estátor o de referencia.

Como ya se ha mencionado sirve de referencia ya que no necesita de la velocidad para estimar el flujo. Teniendo en cuenta que es en coordenadas $\alpha\beta$ que se traduce en $\omega_k = 0$ y de las ecuaciones dinámicas de la máquina expresadas en función de la tensión y la corriente (5), (6), (7) y (8), se puede obtener la ecuación que rige el funcionamiento del modelo del estator. Primero de la ecuación de tensión del estátor (5)

$$\overline{\psi_s} = \int (\overline{u_s} - r_s \overline{i_s}) dt . \quad (32)$$

Y de las ecuaciones que relacionan los flujos con las corrientes (7) y (8) se puede deducir que

$$\overline{\psi_r} = \frac{1}{k_r} \left(\int (\overline{u_s} - r_s \overline{i_s}) dt - \sigma L_s \overline{i_s} \right). \quad (33)$$

Si hubiera un error en las señales u_s e i_s dicho error se acumularía y amplificaría y el resultado final se podría hacer inestable, debido a que no hay realimentación en la ecuación. Para evitar esto se añade una realimentación negativa con baja ganancia que estabilizaría el integrador y prevendría que el resultado final se hiciera inestable. De esta manera en vez de un integrador puro se usaría un filtro paso bajo de frecuencia de corte ($1/\tau_1$) como sigue:

$$\tau_1 \frac{d\overline{\psi_s}}{dt} + \overline{\psi_s} = \tau_1 (\overline{u_s} - r_s \overline{i_s}) . \quad (34)$$

Introduciendo la realimentación negativa en la ecuación del flujo del rotor, finalmente la ecuación en la que se basa el modelo del estátor es

$$\tau_1 \frac{d\overline{\psi_r^s}}{dt} + \overline{\psi_r^s} = \frac{\tau_1}{k_r} (\overline{u_s} - r_s \overline{i_s} - \sigma L_s \overline{i_s}) . \quad (35)$$

La ecuación 35 expresa el comportamiento del modelo del estátor, que viene representado en simulink en la figura 4.2. Aunque más adelante se expresa el modelo mejorado, que es el que se ha utilizado en los ensayos.

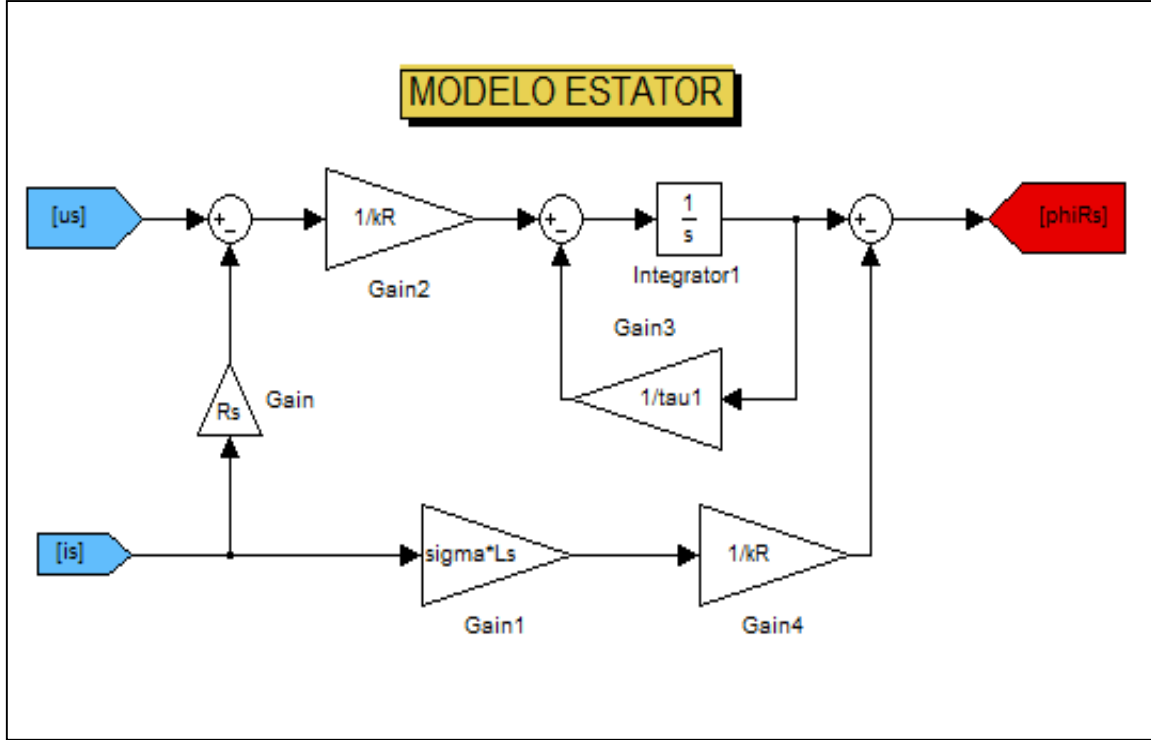


Figura 4.2 Modelo del estátor en simulink.

4.3.2 Modelo del rotor o adaptativo.

El modelo del rotor tiene como entrada, además de la tensión y la corriente del estátor, la velocidad de la máquina. Por ello el modelo del rotor sirve como modelo adaptativo.

Al tener que depender este modelo de la velocidad de la máquina, es mucho más intuitivo ya que se va a poder deducir directamente de las ecuaciones dinámicas desarrolladas del motor

$$\tau_r \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + \bar{\psi}_r = -j(\omega_k - \omega)\tau_r \bar{\psi}_r + L_m \bar{i}_s. \quad (36)$$

Por lo que de las ecuaciones dinámicas de la máquina teniendo en cuenta que $\omega_k = 0$, podemos simplificar

$$\tau_r \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + \bar{\psi}_r = j\omega\tau_r \bar{\psi}_r + L_m \bar{i}_s \quad (37)$$

Y esa ecuación ya tiene el flujo del rotor (ψ_r) en función de la corriente (\bar{i}_s), y por lo tanto ya podemos usar esa relación como modelo adaptativo en nuestro sistema. En nuestro modelo conjunto para no confundir los flujos se denotaría el flujo del rotor en el modelo del rotor como ψ_r^r .

El modelo en simulink de cómo se expresaría el modelo del rotor se expresa en la figura 4.3.

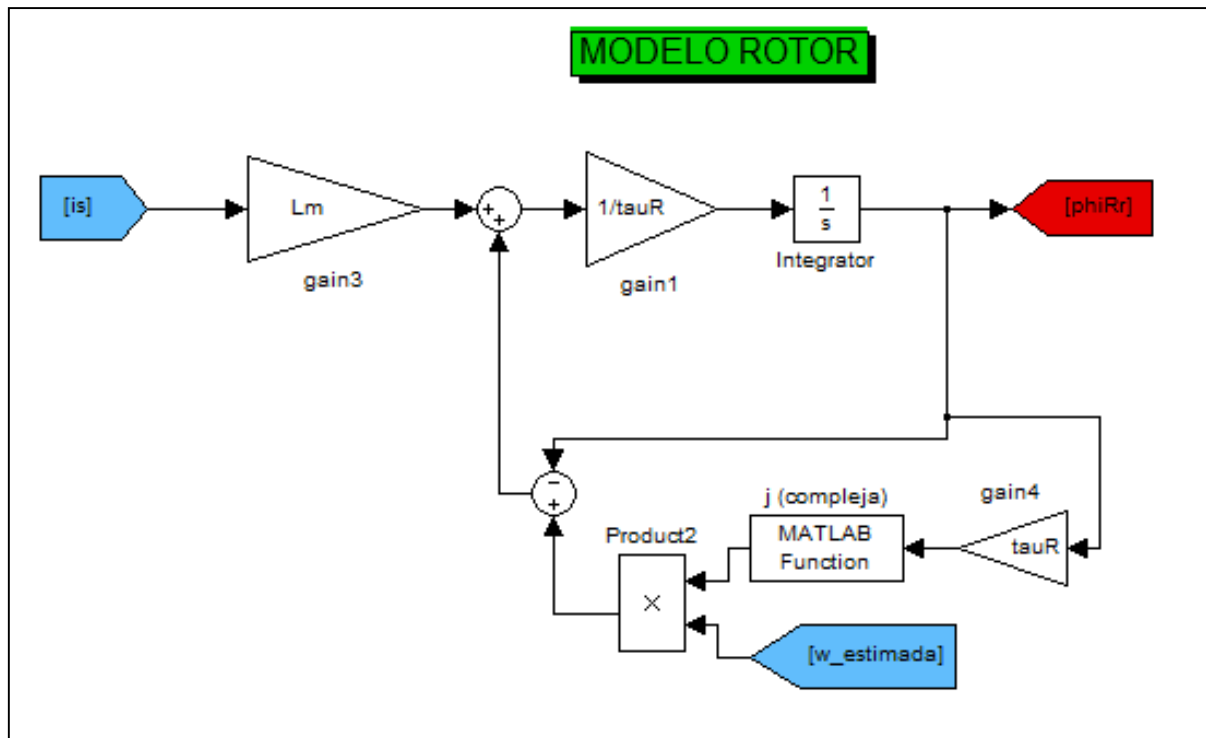


Figura 4.3 Modelo del rotor en simulink.

Además se ha añadido al modelo un filtro paso bajo a la salida de la estimación de velocidad. El filtro tiene un valor de tiempo de 500 μ s (frecuencia de corte 2kHz), luego filtra las frecuencias excesivamente altas. Este filtro tiene como objetivo filtrar el ruido que no aporta nada a la estimación. De esta forma se aprecia un aumento del rendimiento del estimador, sin que el funcionamiento del mismo se vea perjudicado.

4.3.3 Modelo de referencia mejorado.

El modelo, tal y cómo se explicó hasta ahora, se implementó y se estudió, pero daba problemas de precisión y rendimiento. Varios autores señalaban ([9] y [10]) que se debía a problemas con la estimación del flujo que daba el modelo de referencia (de estátor), ya que no era suficientemente preciso y rápido.

Al ser uno de los objetivos del proyecto el simular tres estimadores de distinto espectro de trabajo en cuanto a precisión principalmente, se optó por intentar implementar una mejora en el modelo para conseguir una precisión muy alta.

La solución que se ha encontrado se puede encontrar en [11]. En este artículo se propone una mejora del modelo adaptativo que aporta entre otras cosas más precisión al modelo y que aplicado al que ya se tenía da el resultado satisfactorio que se andaba buscando.

Esta mejora se basa en mejorar la estimación del flujo en el modelo de referencia (de estator). En esta nueva modificación, se estima tanto el flujo del rotor, como el del estator a partir de unas entradas de tensión y de corriente. La principal diferencia radica en una estimación de corriente que se utiliza junto con la corriente real del motor para conseguir dar la estimación de los flujos. En este bucle a su vez, se estima la corriente a partir de la tensión y los flujos, siendo por tanto un bucle cerrado mucho más seguro que antes.

La ecuación en la que se basa esto se puede deducir de las ecuaciones fundamentales de la máquina (5), (6), (7) y (8) y de la tensión de estator, apareciendo la constante τ'_s como consecuencia.

$$\tau'_s \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + \bar{\psi}_s = k_r \bar{\psi}_r + \bar{u}_s \quad (38)$$

A la anterior ecuación se le añade un filtro paso bajo en vez de un integrador puro, con el objetivo de prevenir errores de offset y desviaciones en la tensión. Además se añade la compensación del error de la corriente, que es lo principal que se añade con esta modificación, según viene explicado en [12]

$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + \bar{\psi}_s = \frac{-\bar{\psi}_s + k_r \bar{\psi}_r + \bar{u}_s}{\tau'_s} - k_{corr}(\bar{i}_s - \hat{i}_s). \quad (39)$$

La constante k_{corr} es una constante de compensación del error de la corriente y la estimación. Se usa para dar robustez y mejorar la estabilidad del modelo. Para darle un valor se ajusta de manera empírica hasta que nos dé un buen comportamiento. En este caso se verificó que un valor de 0,5 hacía que el modelo trabajara bien incluso a muy bajas velocidades.

Y además de las propias ecuaciones de flujo de la máquina (7) y (8) se puede deducir que la estimación del vector de corriente (\hat{i}_s) es

$$\hat{i}_s = \frac{\hat{\psi}_s - k_r \hat{\psi}_r}{\sigma L_s}. \quad (40)$$

Finalmente podemos sacar las ecuaciones que van a regir el nuevo funcionamiento del modelo de estátor modificado de estimación de flujo de rotor

$$\frac{d\hat{\psi}_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\tau'_s} (-\hat{\psi}_{s\alpha} + k_r \hat{\psi}_{r\alpha} + u_{s\alpha}) - k_{corr}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}), \quad (41)$$

$$\frac{d\widehat{\psi}_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\tau'_s} (-\widehat{\psi}_{s\beta} + k_r \widehat{\psi}_{s\beta} + u_{s\beta}) - k_{corr} (i_{s\beta} - \widehat{i}_{s\beta}), \quad (42)$$

$$\widehat{\psi}_{r\alpha} = \frac{\widehat{\psi}_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}}{k_r}, \quad (43)$$

$$\widehat{\psi}_{r\beta} = \frac{\widehat{\psi}_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}}{k_r}. \quad (44)$$

En la figura (4.4) podemos ver las ecuaciones (41), (42), (43) y (44) implementadas en simulink de la forma que han quedado finalmente:

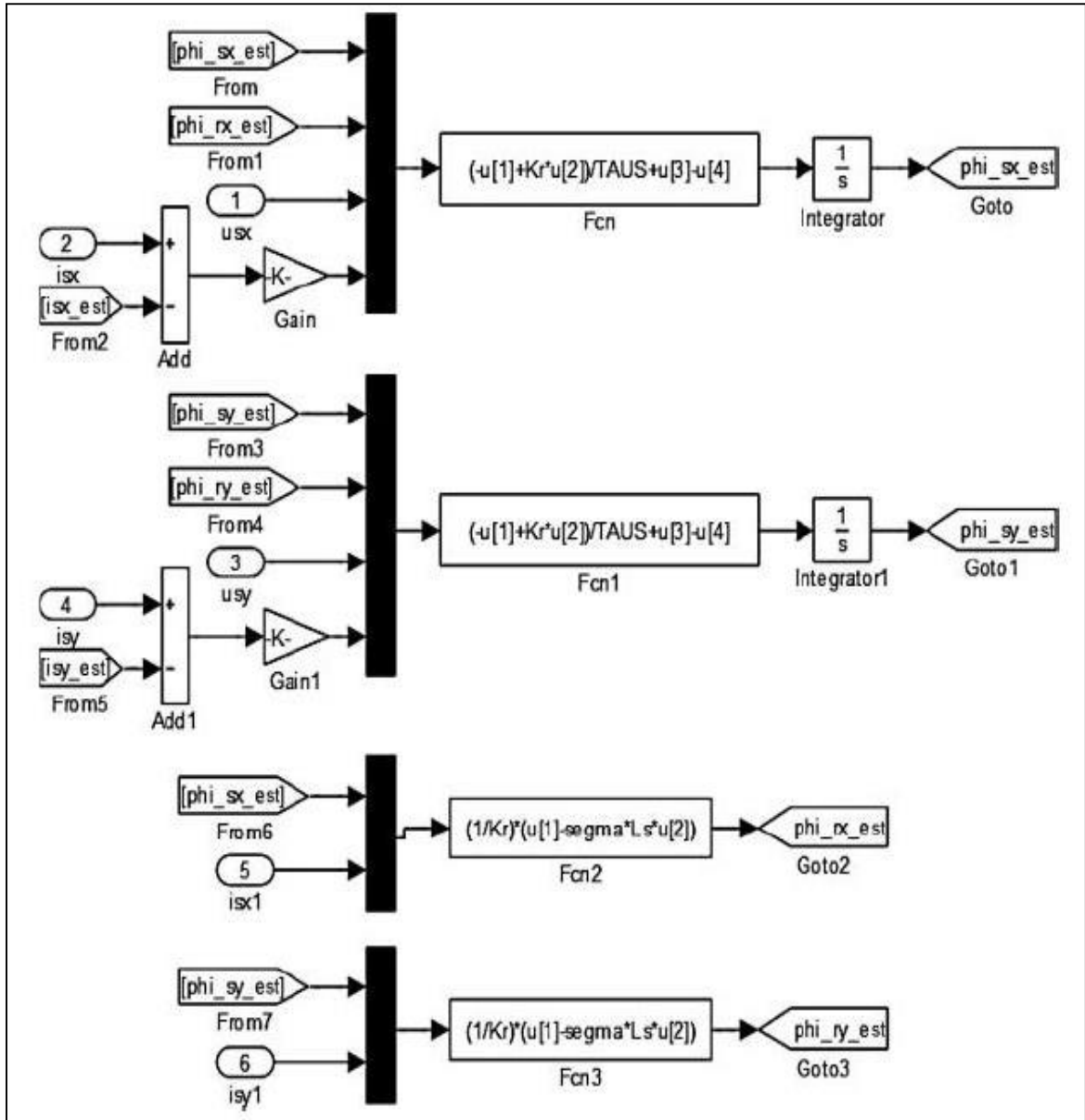


Figura 4.4 Expresión de las ecuaciones (41), (42), (43) y (44) en simulink.

Y por otro lado las ecuaciones de estimación de corriente serían

$$\widehat{i}_{s\alpha} = \frac{\widehat{\psi}_{s\alpha} - k_r \widehat{\psi}_{r\alpha}}{\sigma L_s}, \quad (45)$$

$$\widehat{i}_{s\beta} = \frac{\widehat{\psi}_{s\beta} - k_r \widehat{\psi}_{r\beta}}{\sigma L_s}. \quad (46)$$

Las ecuaciones (45) y (46) vienen esquematizadas en simulink en la [figura \(4.5\)](#).

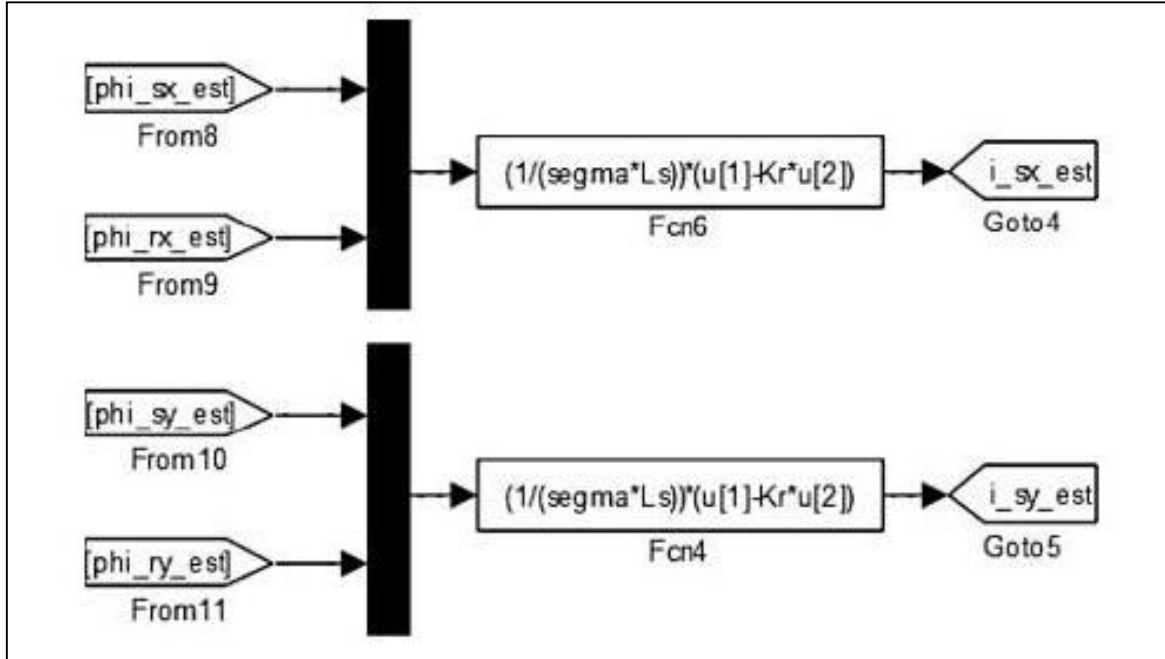


Figura 4.5 Expresión de las ecuaciones (45) y (46) en simulink.

Todo esto finalmente nos sirve para sacar el flujo del rotor referido al modelo del estator que hemos denotado hasta ahora como ψ_r^s .

El resto del modelo es equivalente, al igual que antes tenemos el mismo modelo adaptativo o de rotor que junto con el flujo de referencia se minimiza el error, consiguiendo la velocidad estimada. En este sentido está basado en el mismo principio, tan solo se modifica el modelo de referencia.

En [13, 14] se propone un observador que da un comportamiento a bajas velocidades aún mejor que el que se ha propuesto aquí. Pero se ha considerado que este es suficientemente bueno para los objetivos del proyecto.

4.4 Simulaciones con el modelo en simulink

4.4.1 Ensayo en bucle abierto.

Cuando se implementa el estimador de velocidad sin realimentarlo al control, se observa cómo es capaz de dar una lectura de la velocidad muy rápida y muy acertada. El error de la velocidad estimada respecto a la real ronda valores de $1e-2$ pu en los peores momentos, es decir, en los picos. En régimen permanente da errores de un orden de magnitud menor alrededor de $1e-3$ pu. Además se ha comprobado cómo el cambiar el par de carga, afecta poco a la precisión. En la figura 4.6 aparece una representación de la estimación de la velocidad estimada frente a la velocidad real y el error en condiciones de circuito abierto.

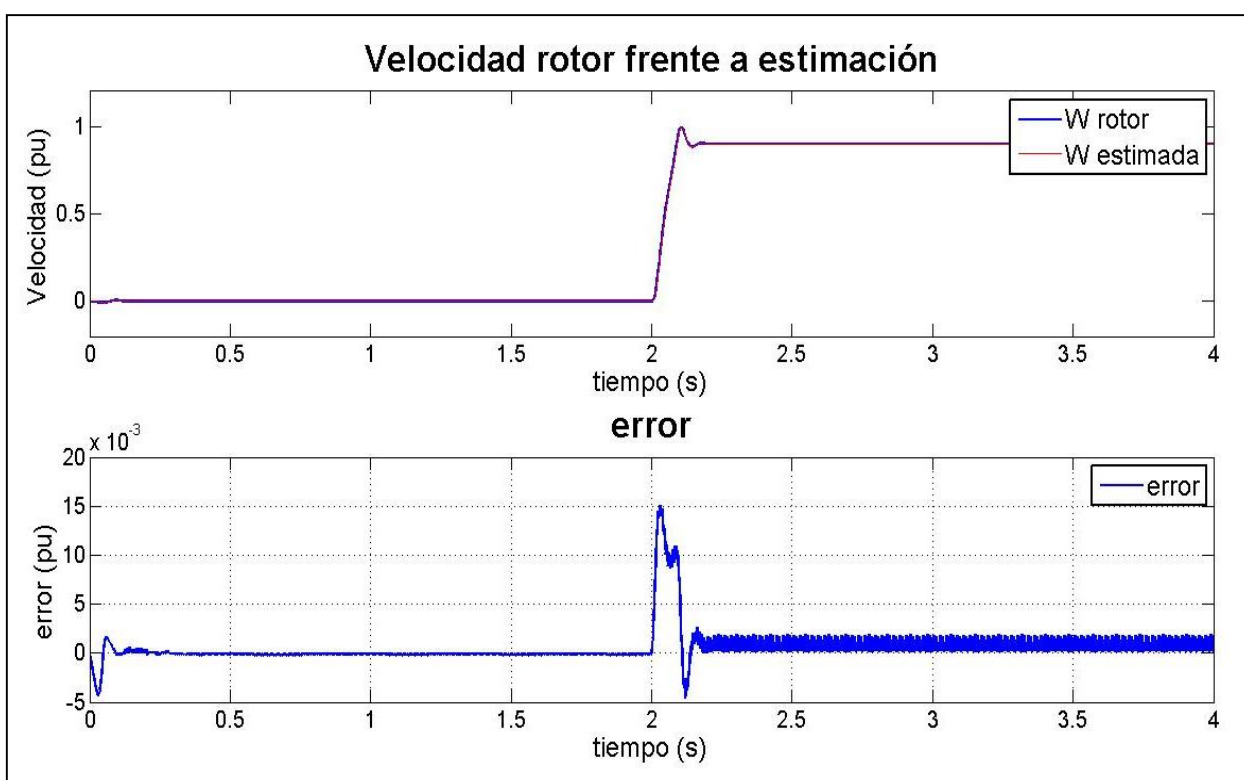


Figura 4.6 Velocidad y error en modelo adaptativo. Ensayo a circuito abierto.

En este sentido se puede decir que el estimador da una estimación extremadamente fiable de la velocidad. Ahora se verá cómo funciona el estimador implementado con un control de la máquina.

4.4.2 Ensayo en bucle cerrado

Con el estimador implementado el control es el mismo, pero la velocidad realimentada (a controlar) es la de la salida del estimador y el flujo también es el que estima el modelo.

En el ensayo se empieza desde una velocidad nula. Se hacen dos cambios en la consigna: primero se aumenta a la velocidad nominal (1 pu) y luego se disminuye a 0,5 pu. Además al final también hay un cambio en el par de carga, que pasa de trabajar en condiciones nominales a trabajar al 50% del mismo.

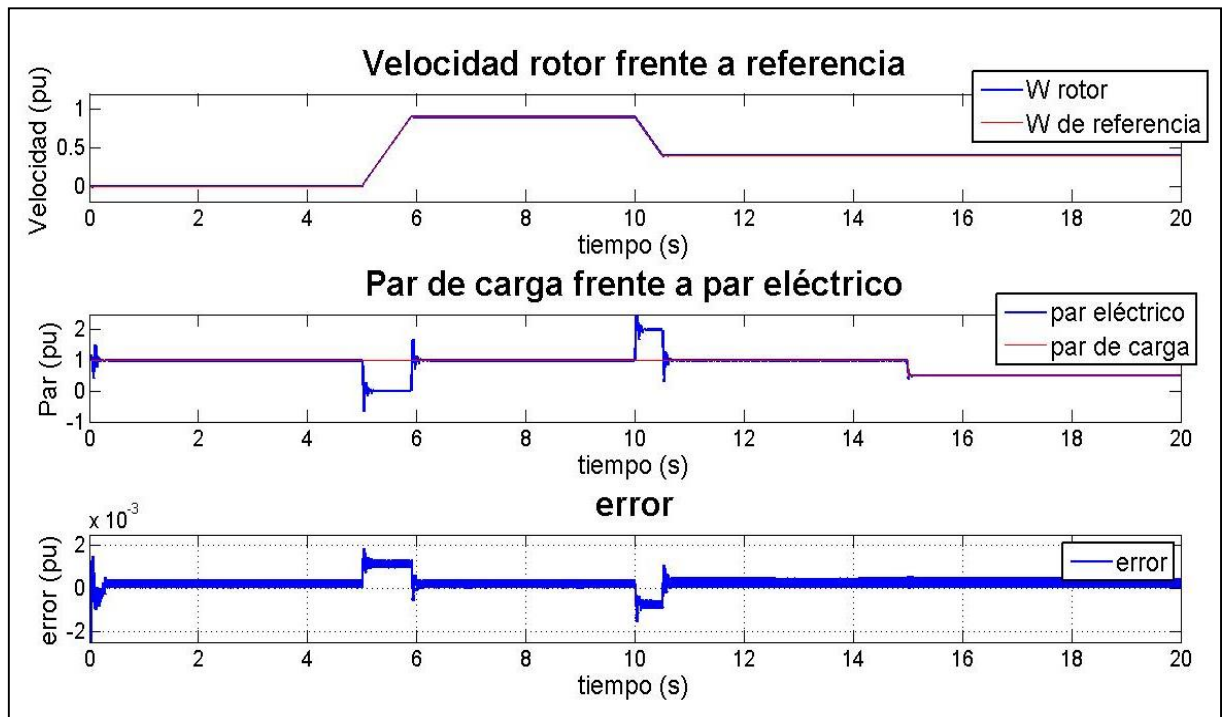


Figura 4.7 Velocidad-Par-Error. Ensayo con cambio de velocidad y par en el modelo adaptativo.

En la figura 4.7 se puede apreciar tanto la velocidad, el par y el error. Como se puede apreciar el rendimiento es excelente, el error siempre está por debajo de 2×10^{-3} pu, incluso en los peores momentos de la simulación (los cambios de velocidad y par). De hecho el error apenas cambia y se tiene una situación muy estable.

Por otro lado el par no tiene picos muy elevados, de hecho apenas supera 2 pu sólo en breves períodos de tiempo, lo cual se puede considerar un funcionamiento correcto. Esto sin duda es gracias a los bloques de saturación que se incorporaron a las salidas de los PIs, y que no permiten crecer de ciertos valores considerados peligrosos o incorrectos.

Se puede apreciar mejor en la figura 4.8 como en los cambios de velocidad además del pico en el error, también hay un pequeño pico en la velocidad. Este pico es debido a la dinámica del control de la máquina y es muy pequeño, aunque si el estimador no fuera lo suficientemente bueno seguramente podría perderse el control en

ese punto, ya que es momento más crítico de la simulación. Afortunadamente esto no ocurre en este momento.

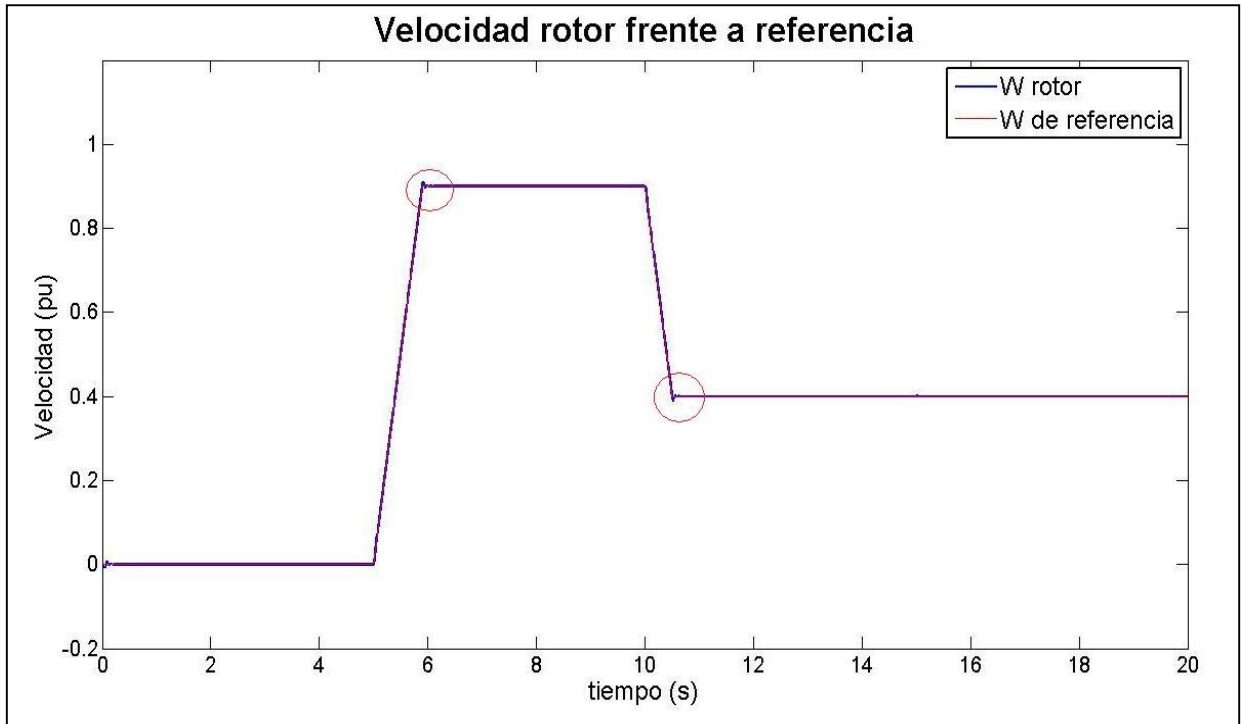


Figura 4.8 Velocidad frente a referencia. Modelo adaptativo.

4.4.3 Ensayo con modulador de pulso (PWM)

El ensayo con PWM se realiza igual, sólo que la tensión antes de alimentarla a la máquina pasa por un modelo que simula el funcionamiento real de un modulador de ancho de pulsos trifásico. De esta manera se ve un funcionamiento menos ideal y más cercano a la realidad.

El ensayo al igual que el anterior parte a velocidad nula. En este ensayo la consigna de velocidad sube a 0.5 pu y más adelante se alcanza una velocidad nominal (1 pu). Al igual que antes, al final de la simulación se disminuye el par de carga a 0.5 pu. En la figura (4.9) se puede ver el resultado de la simulación, en ella se representa tanto la velocidad, cómo el par y el error.

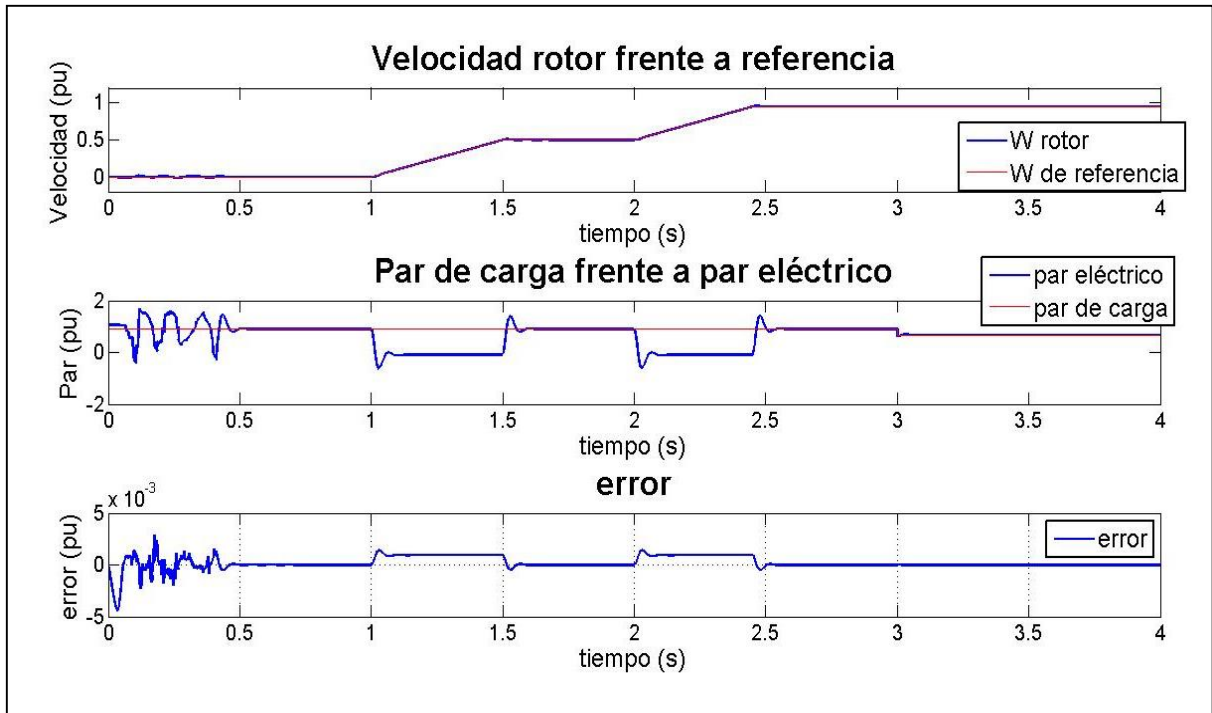


Figura 4.9 Velocidad-Par-Error. Ensayo de modelo adaptativo con PWM.

El rendimiento del estimador sigue siendo muy bueno, aunque se puede apreciar que las no idealidades del PWM afecta a la simulación, sobre todo al principio de la misma a velocidad nula.

El error se mantiene casi todo el rato en valores muy pequeños, en régimen permanente cerca de $1e-4$ pu, y en las transiciones de velocidad se mantiene a $2e-3$. Sin embargo esta vez hay un momento más crítico al principio del ensayo. En dicho momento, el sistema tarda un poco en sincronizarse y se aprecia un comportamiento errático tanto en el par como en la velocidad al principio; que a su vez se traduce al error. En ese punto el error llega a valores de casi $5e-3$ pu, que al ser por unidad estamos hablando de un error muy pequeño pero sube casi dos órdenes de magnitud con respecto al valor que tiene la mayor parte del rato. Podría dar problemas en algunas circunstancias, si por ejemplo hay ruido o errores en otras medidas. Sin embargo el estimador es capaz de resolverlo y acaba disipando ese error antes de 0,5s.

En este caso habría que comentar que la pendiente de la consigna de velocidad se ha atenuado, de manera que el comportamiento del controlador y por consecuencia del estimador es mejor en el régimen transitorio. Con una atenuación menor de la consigna de velocidad se ha llegado a tener problemas, esto es debido a que a menor atenuación (mayor comportamiento de escalón de la consigna) el propio control, por la rapidez impuesta, da picos demasiado altos de velocidad que hace que el estimador pierda el control de la estimación y por lo tanto se llegue a perder el control. Aunque eso ocurriría en los casos más extremos, ciertamente se podía conseguir mayor rapidez que la expuesta aquí en los cambios de velocidad sin tener que sacrificar demasiada precisión por el camino.

4.5 Ensayo con distintas consignas de par y velocidad.

Los resultados del ensayo se muestran en la tabla 6, donde el error se ha representado en $1e-3pu$. Por lo tanto los valores que aparecen son muy pequeños. En la figura 4.10 podemos ver el error de la estimación frente al par y a la velocidad en una gráfica en tres dimensiones.

Tabla 6 Ensayo par-velocidad. Estimador adaptativo. El error viene representado en $1e-3pu$

ω (pu) \ Par (pu)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
0	0,000	0,050	0,100	0,145	0,198	0,250
0,2	0,171	0,184	0,200	0,212	0,230	0,247
0,4	0,168	0,180	0,194	0,209	0,224	0,240
0,6	0,260	0,265	0,275	0,280	0,295	0,300
0,8	0,360	0,367	0,374	0,380	0,387	0,390
1	0,454	0,462	0,468	0,470	0,470	0,500

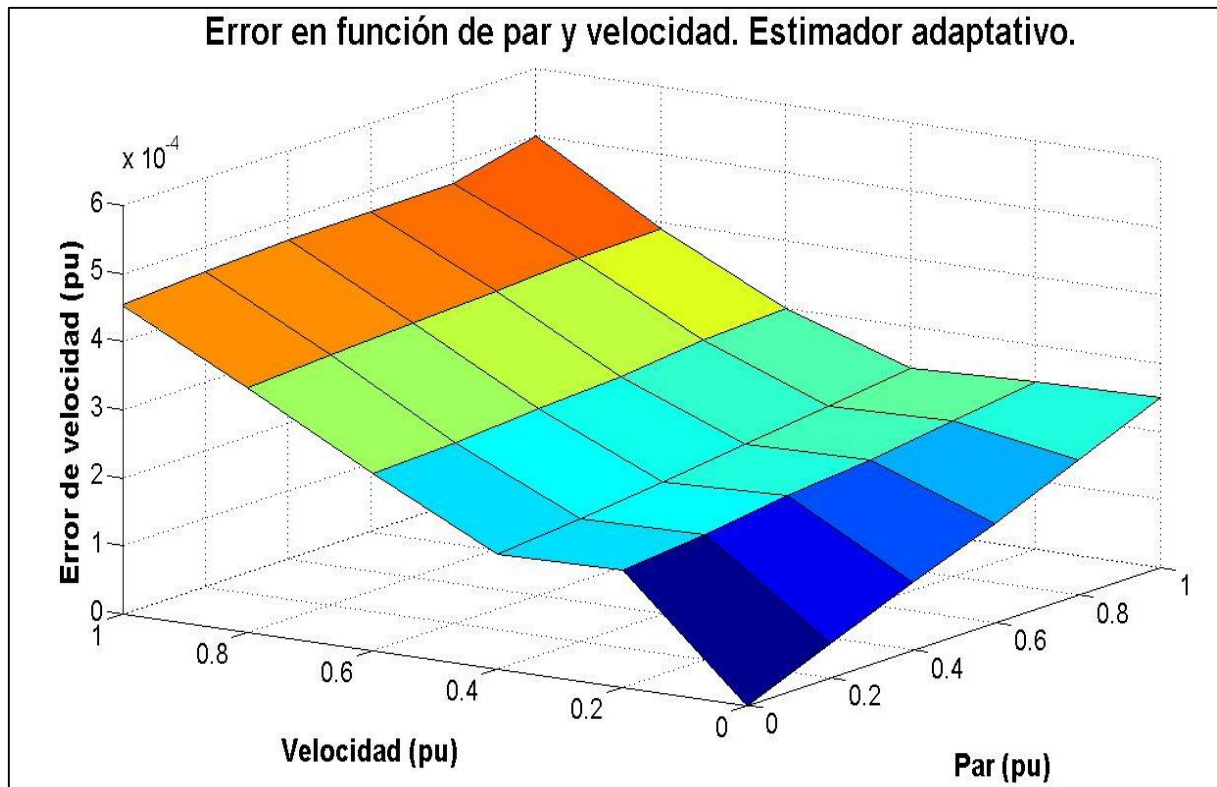


Figura 4.10 Ensayo a par y velocidad variable. Gráfica en 3d de modelo adaptativo.

Se puede comprobar que el estimador adaptativo tiene un comportamiento distinto a los otros estimadores. En este caso, se consigue error nulo a par y velocidad nula y el error crece casi linealmente con los otros dos parámetros.

De todos modos a pesar de que no es el comportamiento ideal, que crezca el error con el par de carga y consigna de velocidad, tampoco es un comportamiento negativo ya que da la seguridad de que el modelo va a trabajar a buen rendimiento a bajas velocidades. A parte tampoco se puede decir que el modelo dé malas respuesta en condiciones nominales, todo lo contrario, en todo el rango que se ha experimentado el error nunca ha superado el 0,05 % de error. Por esto podemos considerar que este estimador es extremadamente fiable y preciso.

4.6 Ensayo de robustez.

A continuación (en las tablas 7, 8 y 9) se muestran los resultados del ensayo de robustez en el modelo adaptativo.

El modelo adaptativo depende en gran medida de una buena estimación de la dinámica de la máquina para estimar bien la velocidad y poder controlarla, de esta forma la medición de los parámetros alcanza una dimensión muy importante ya que se puede perder el control muy fácilmente si no se tienen unos valores de los parámetros (R_s , R_r y L_r) correcto.

Tabla 7 Ensayo de robustez de estimador adaptativo. Parámetro R_s .

R_s (pu)	1	1,01	1,03	1,05	0,95	0,9
Error 1 (pu)	$4 \cdot 10^{-4}$	0,013	0,017	Pérdida de control	0,05	Pérdida de control
Error 2 (pu)	$5 \cdot 10^{-4}$	0,0065	0,056	Pérdida de control	0,03	Pérdida de control

Tabla 8 Ensayo de robustez de estimador adaptativo. Parámetro R_r .

R_r (pu)	1	1,03	1,05	0,8	0,5	0,25
Error 1 (pu)	$4 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-4}$	Pérdida de control	$\frac{0,001}{5}$	0,004	0,006
Error 2 (pu)	$5 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-4}$	Pérdida de control	$\frac{0,003}{5}$	0,008	0,01

Tabla 9 Ensayo de robustez de estimador adaptativo. Parámetro Lr.

Lr (pu)	1	1,02	1,03	0,95	0,92
Error 1 (pu)	$4 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-4}$	Pérdida de control	$7 \cdot 10^{-4}$	Pérdida de control
Error 2 (pu)	$5 \cdot 10^{-4}$	0,0014	Pérdida de control	0,001	Pérdida de control

Con una primera mirada a los resultados se puede observar que la pérdida de control se alcanza rápidamente si no tenemos cuidado con la medición de los parámetros. Analizando más en profundidad se puede deducir que el parámetro que más rango tiene de variación es la resistencia del rotor y el que más rápidamente pierde el control es Lr, aunque Rs también es bastante crítico en este sentido.

En los tres parámetros (en especial Lr) apenas nos pasamos 5% del valor del parámetro y ya perdemos el control de la máquina (en particular Lr pierde el control ya al 3%). Y si hay algo en común en los tres parámetros es que ofrecen más holgura para errar si se queda corta la medición que si se pasa.

A cambio de ser poco robusto en estos parámetros, la principal ventaja del modelo adaptativo es que el error apenas supera el 1% en ningún caso, lo cual lo convierte en un modelo muy preciso aún con fallos en los parámetros.

Una solución para poder mitigar la poca robustez del estimador sería incorporar un segundo modelo adaptativo para la indentificación de parámetros. Por Schauder en [9] pone un ejemplo de la implementación de uno que nos estima el valor de τ_r , siendo el valor de esta constante el parámetro más crítico al depender de Lr y Rr.

Y Peng en [15] propone un modelo mucho más robusto, (aunque un poco más lento), en el que es muy difícil perder el control. Si bien también es un poco menos preciso, sería altamente robusto.

5. Estimador basado en prealimentación.

5.1 Glosario del capítulo

A continuación se muestran las variables y términos que aparecen por primera vez en este capítulo.

e_d : componente directo de señal de prealimentación de tensión,

e_q : componente en cuadratura de señal de prealimentación de tensión,

k_2 : es la constante de la ecuación (52) y que equivale a $L_m/\tau_r\psi_{rd_nom}$,

r_σ : es una resistencia equivalente igual a $r_s + k_r^2 r_r$,

k_q : constante de prealimentación,

k_1 : constante de compensación.

τ'_σ : término de retraso.

5.2 Introducción sobre el estimador

En el siguiente tipo de control, tal y como explica Okuyama en [16], las tensiones del estátor salen de un modelo de la máquina en estado estacionario y se usan como señales de referencia para controlar y alimentar la máquina. De esta forma, a través de este modelo, es la propia máquina la que da una consigna de cuál es la tensión que debe haber en sus terminales en unas condiciones de trabajo determinadas. Es por ello que se llama de prealimentación, ya que actúa de manera predefinida.

Para este estimador se va a trabajar en coordenadas dq0. Esto se hace ya que el control mismo (que en este caso se integra con el propio estimador) utiliza las variables en estas coordenadas por ser más sencillo operar de esta manera.

5.3 Fundamento teórico del estimador con prealimentación.

La referencia de tensión se saca de las ecuaciones de la máquina (5), (6), (7) y (8). Se asumen condiciones de régimen permanente y por lo tanto las derivadas se igualan a cero ($d/dt \approx 0$).

Al ser las derivadas nulas se puede deducir que

$$\overline{\psi_r} = -j(\omega_s - \omega)\tau_r\overline{\psi_r} + L_m\overline{i_s} . \quad (47)$$

Y al ser la componente $-q$ del flujo (por definición) nula $\psi_{rq} = 0$, se deduce que

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} . \quad (48)$$

Asumiendo que la velocidad de la máquina es muy parecida a la de sincronismo ($\omega_s \approx \omega$), las ecuaciones que determinan las tensiones de la máquina van a quedar de la siguiente manera

$$u_{sd} = r_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} , \quad (49)$$

$$u_{sq} = r_s i_{sq} + \omega_s L_s i_{sd} . \quad (50)$$

La componente $-d$ de la corriente se sustituye por su valor de referencia (i_{sd}^*), dado que ese es el valor que en principio se querrá que tome la corriente en régimen permanente. De hecho se le va a dar una consigna para que la corriente i_{sd} intente mantenerse en valores nominales en todo momento, gracias al controlador de corriente.

De manera que las señales de prealimentación de la tensión (e_d y e_q) quedan finalmente cómo:

$$e_d = r_s i_{sd}^* - \omega_s \sigma L_s i_{sq} , \quad (51)$$

$$e_q = r_s i_{sq} + \omega_s L_s i_{sd}^* . \quad (52)$$

Las ecuaciones (51) y (52) se pueden ver representadas con simulink en la figura 5.1.

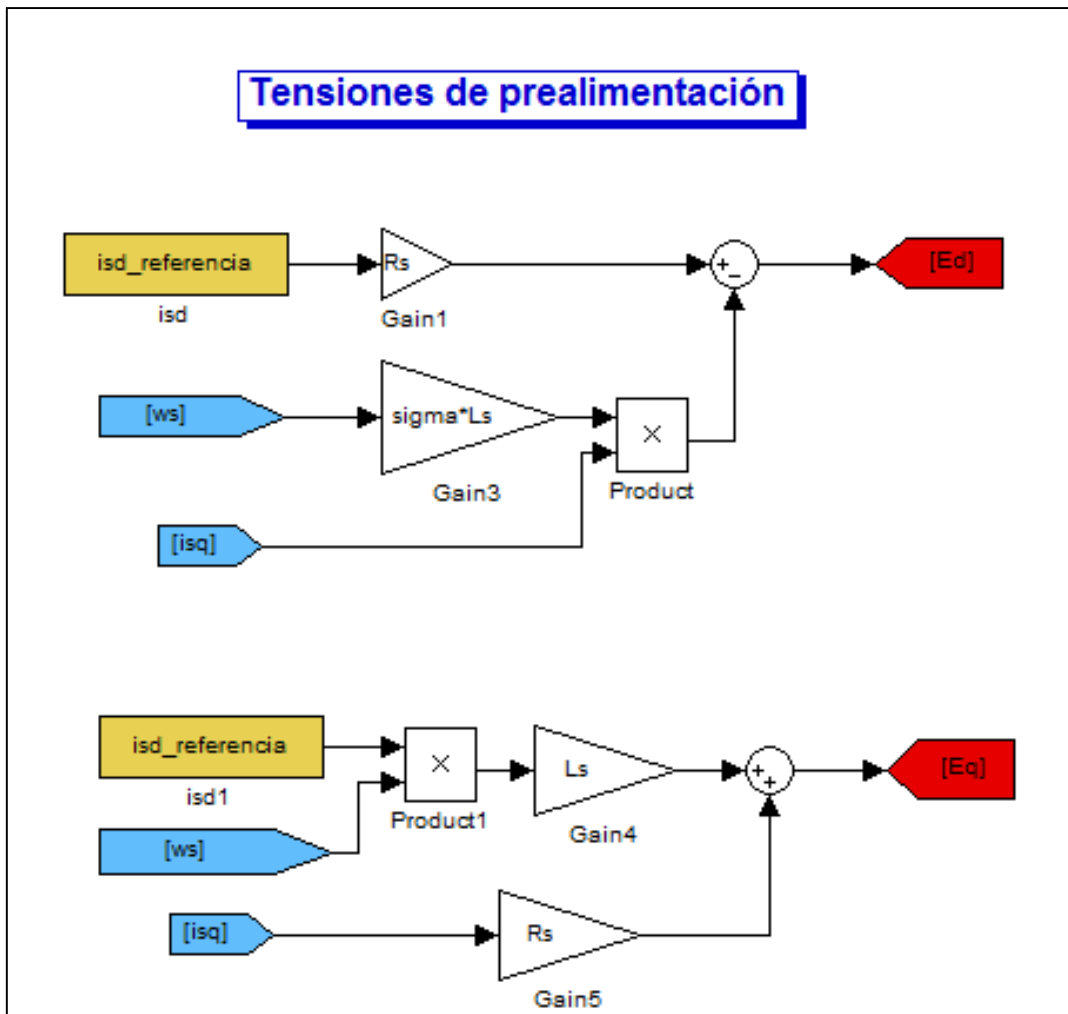


Figura 5.1 Tensiones de prealimentación en simulink.

Estas señales de tensión van a depender en gran medida de los parámetros de la máquina. Por ello que es necesario crear un bucle de control para compensar los errores que puedan surgir. Un controlador (PI) de la corriente i_{sd} nos asegura que se corrija el error de la tensión u_{sd} , así como el gobierno del flujo de la máquina.

De manera que el esquema de control de las tensiones va a quedar cómo queda indicado en la figura 5.2.

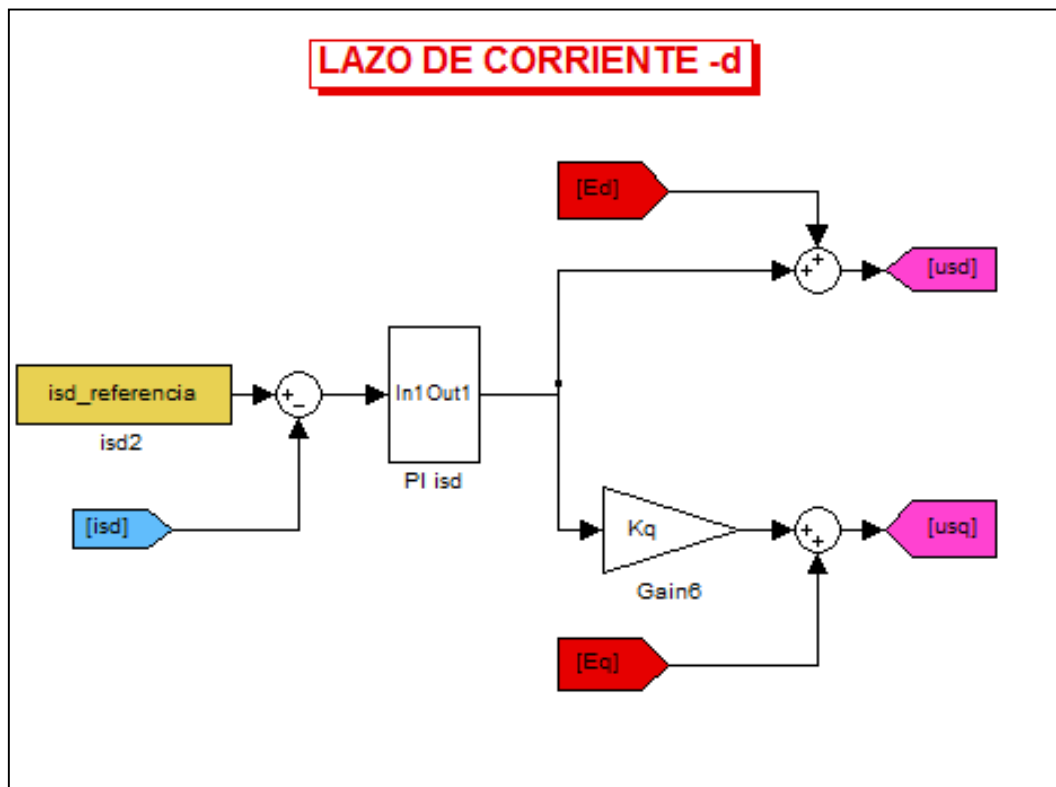


Figura 5.2 Lazo de corriente –d. Simulink.

La señal i_{sq}^* , que representa el par de referencia, se obtiene de la salida del control de velocidad, ya que la velocidad depende de la componente –q de la corriente en gran medida. En la figura 5.3 podemos ver el control de velocidad de la máquina.

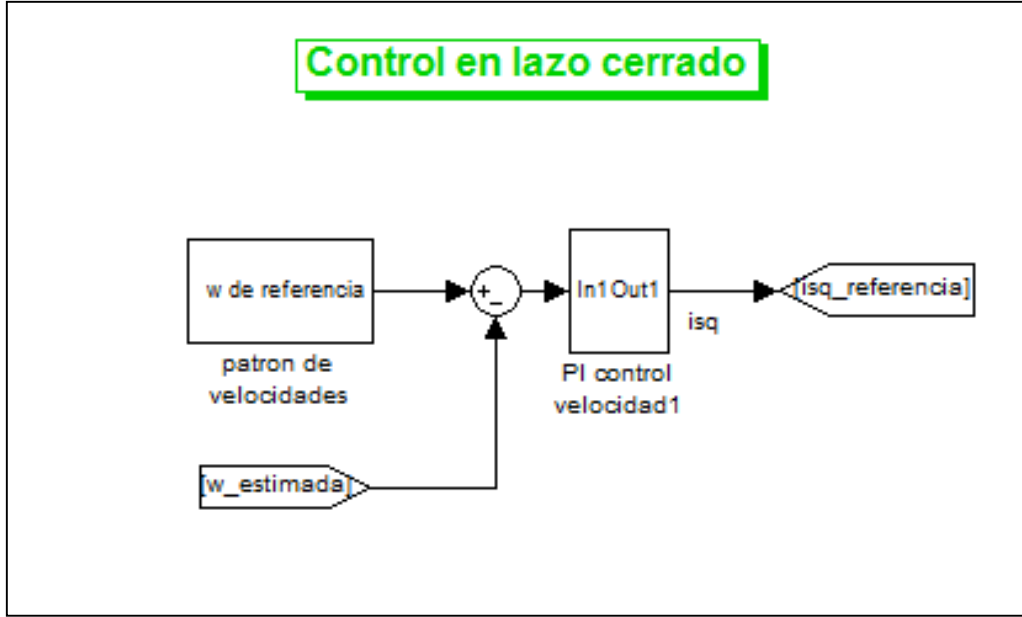


Figura 5.3 Control de velocidad.

A su vez el controlador de corriente i_{sq} va a dar la señal de la frecuencia de sincronismo del motor ω_s .

Por otro lado la velocidad estimada $\hat{\omega}$ se obtiene de la diferencia de la frecuencia del estátor y de la velocidad de deslizamiento estimada $\hat{\omega}_{slip}$.

De esta forma la estimación de la velocidad de deslizamiento se va a obtener a partir de las ecuaciones de la máquina. En particular usaremos una expresión ya usada en el capítulo 4, esta es la ecuación (36). Para más detalle ver [7].

Si aplicamos en la ecuación (36) las condiciones de régimen permanente ($d/dt = 0$), el sistema de referencia en $-dq$ ($\omega_k = 0$) y que la componente $-q$ del flujo es nula por definición ($\psi_{rq} = 0$), tenemos que:

$$0 = -\omega_{slip}\tau_r\psi_{rd} + L_m i_{sq}. \quad (53)$$

De aquí podemos sacar la relación entre el deslizamiento y la corriente como:

$$\omega_{slip} = \frac{L_m i_{sq}}{\tau_r \psi_{rd}}, \quad (54)$$

que es la ecuación que se usa cuando se define el control vectorial orientado al flujo del rotor.

Simplificando y asumiendo condiciones nominales podemos reducir la coordenada directa el flujo (ψ_{rd}) a flujo nominal ψ_{rd_nom} . Finalmente la velocidad de deslizamiento estimada se expresaría cómo

$$\omega_{slip} = \frac{L_m i_{sq}}{\tau_r \psi_{rd_nom}} = i_{sq} \cdot k_2 . \quad (55)$$

La obtención de la velocidad estimada se puede ver en la figura 5.4, en la que se puede apreciar el término k_2 multiplicando la corriente i_{sq} .

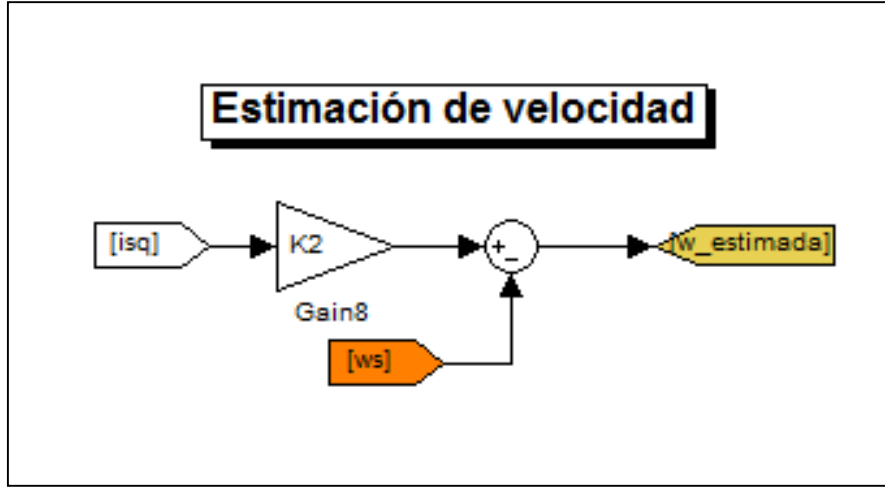


Figura 5.4 Estimación de la velocidad en Simulink.

Al ser el par (por definición) directamente proporcional a la velocidad de campo ω_s y a su vez la corriente i_{sq} directamente proporcional al par, podremos controlar la velocidad a partir de la componente $-q$ de la corriente (i_{sq}). Al igual que se hacía en el control vectorial de la máquina se deduce de la relación del par y la corriente, expresada anteriormente en la ecuación (13).

Sin embargo esto puede ocasionar problemas ya que al sacar la velocidad de campo a partir de la corriente y no del flujo, puede ocurrir que cuando haya perturbaciones en las condiciones de régimen permanente se pierda la orientación al flujo del sistema. Para evitar estas perturbaciones se añade un término derivativo proporcional a $-di_{sq}/dt$ a la frecuencia de estator (ω_s) que compensa estos errores. Este término derivativo va a ir acompañado de un término de retraso τ'_σ y de una constante proporcional que va a ser k_1 que expresa la relación con la derivada de i_{sq} .

De manera que k_1 y τ'_σ se van a expresar cómo:

$$k_1 = r_\sigma \psi_{rd_nom} / k_r , \quad (56)$$

$$\tau'_\sigma = \sigma \cdot r_s / r_\sigma \quad (57)$$

Para ver con más detalle cómo obtener estas constantes, podemos ver lo que dice Okuyama en [16].

El lazo de corriente de la componente $-q$ junto con el término compensatorio de la velocidad de sincronismo (ω_s) se puede ver representado en simulink en la figura (5.1). En dicha figura se puede apreciar cómo aparecen los términos k_1 y τ'_σ en el término derivativo de la corriente, de forma que compensen los errores que pueda haber en la frecuencia de sincronismo.

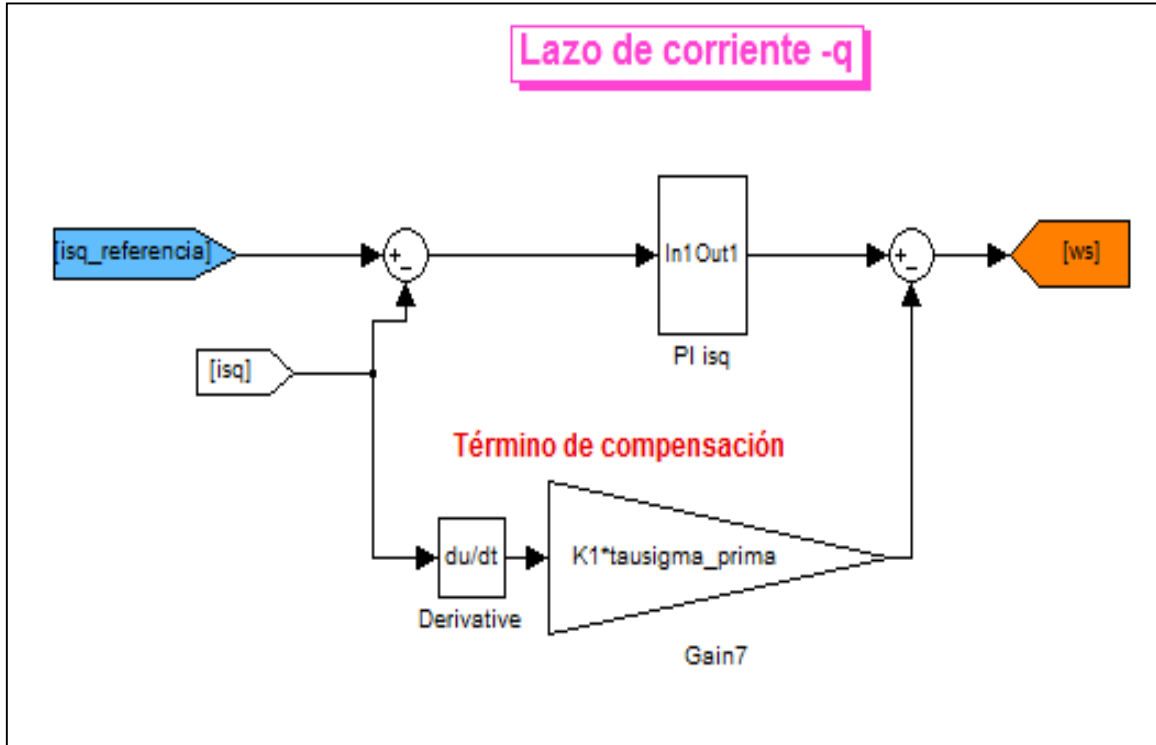


Figura 5.1 Lazo de la corriente en cuadratura en Simulink.

Si el sistema perdiese la orientación de campo, teniendo en cuenta que el control feedforward de u_{sd}^* se ha determinado asumiendo que esta orientación existe, daría lugar a una corrección en la señal del controlador i_{sd} . Esta señal también se usa para determinar, a través de la ganancia k_q , la tensión de cuadratura u_{sq}^* y por lo tanto también la corriente de cuadratura i_{sq} que depende de ella, causando que el controlador de i_{sq} acelera o frena la frecuencia de referencia para recuperar la orientación de campo.

Cómo consecuencia el sistema será bastante fiable ya que no será fácil perder la orientación de campo aun estimando la velocidad.

La constante k_q , que aparece en el modelo, es la llamada constante de prealimentación [16]. Es una constante de valor empírico que se ocupa de dar una relación proporcional entre la señal que sale del controlador de i_{sd} y la tensión u_{sq}^* .

5.4 Simulaciones con el modelo en simulink.

En los siguientes ensayos se ha usado el modelo de la máquina en coordenadas dq y el control explicado anteriormente, que en este caso es un control diseñado para trabajar junto al estimador.

5.4.1 Ensayo en bucle abierto.

En el primer ensayo se ha usado el control sin realimentar la velocidad para ver cómo de preciso es el estimador sin involucrar la velocidad estimada en el control.

En este caso el control del motor, se podría decir, que está más integrado con el estimador que en los anteriores casos. De hecho el control es diseñado así específicamente para este modelo. Aun así el ensayo en bucle abierto no pierde sentido ya que nos da una primera aproximación de cómo va a ser de preciso y de la rapidez del propio estimador.

En el ensayo se ha hecho un cambio de velocidad y un cambio de par. En este caso tanto la velocidad como el par se disminuyó el cincuenta por ciento de su valor nominal.

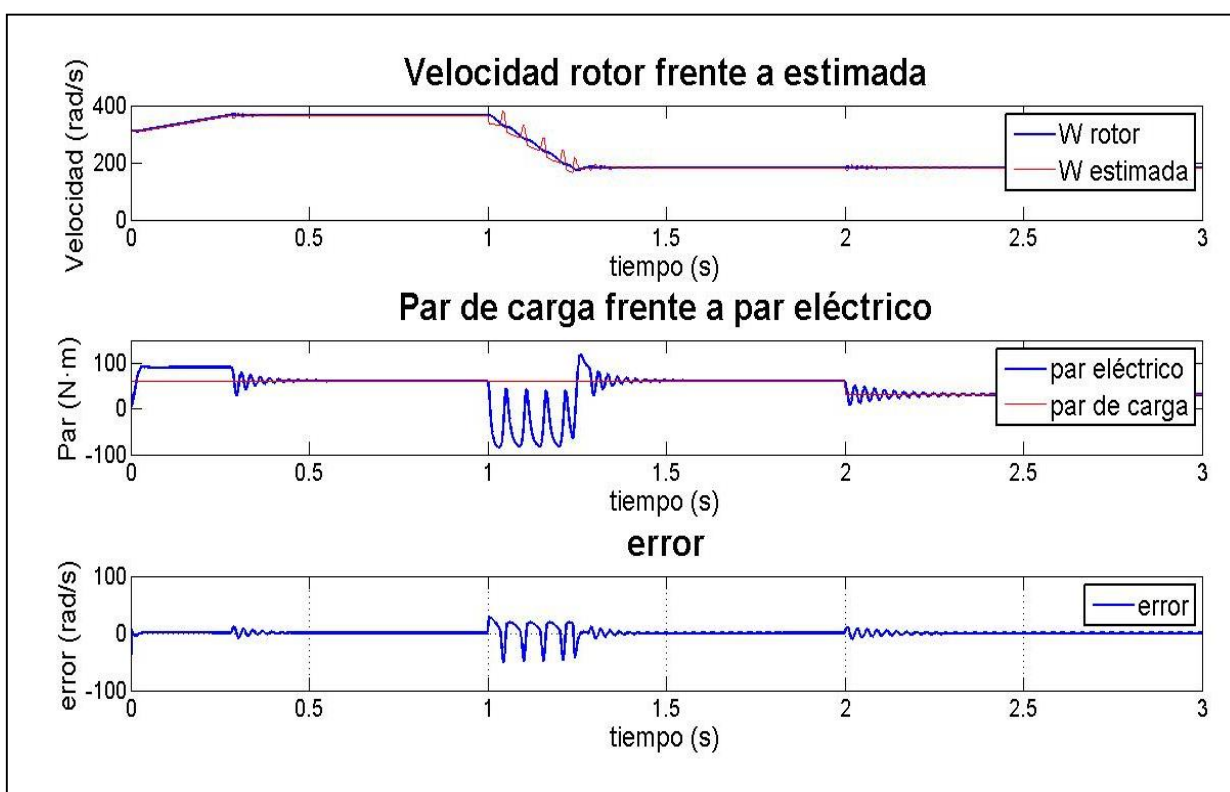


Figura 5.6 Velocidad-Par-Error. Ensayo a bucle abierto. Estimador con prealimentación.

Como se puede comprobar en la figura 5.6 en la que se representan la velocidad, el par y el error de la estimación la estimación trabaja relativamente bien y da un buen rendimiento, sobre todo en régimen permanente. En la transición de velocidad se puede apreciar una forma de onda que oscila alrededor de la velocidad real, esto a priori puede parecer un mal funcionamiento, pero hemos de tener en cuenta que el control y la estimación están hechos para trabajar de manera dependiente y al no hacerlo puede dar lugar a alguno de estos fenómenos en la dinámica. Sin embargo se puede comprobar que a pesar de ello no se pierde el control de la estimación y esta se puede considerar más que aceptable.

En el caso del par, este se eleva en algunos momentos, aunque nunca por encima de valores peligrosos (nunca se sobrepasa el 150% del par nominal). Este valor máximo del par se puede regular fácilmente (de hecho así se ha hecho) con un bloque de saturación a la salida del regulador de velocidad. Con este bloque conseguimos dar un valor máximo de i_{sq} que al ser directamente proporcional al par [la ecuación de antes del par y corriente], bloquea el par eléctrico máximo de forma indirecta.

Ahora se va a forzar un poco más reduciendo a cero la velocidad y también reduciendo a cero el par. Los resultados se pueden ver en la figura 5.7.

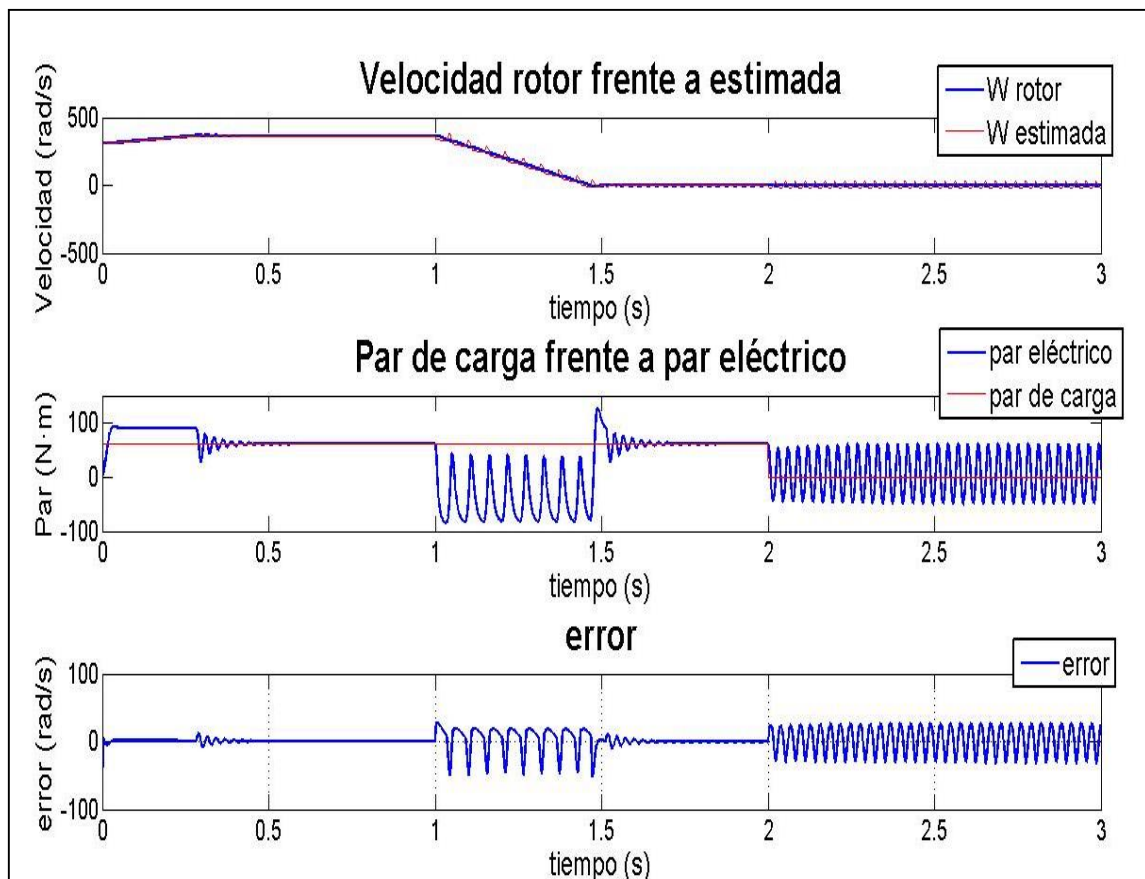


Figura 5.7 Velocidad-Par-Error. Ensayo con bucle abierto del modelo de prealimentación, con velocidad y par de carga nulos.

Se puede observar que reducir a cero la velocidad da un pico en el error de la estimación, pero dicho error se atenúa rápidamente y no se pierde el control en ningún momento.

Más curioso parece el hecho de que al cambiar la consigna de par de la máquina, el error se hace menos agudo pero mucho más largo en el tiempo. Este es el caso más extremo, ya que a par cero es cuando peor rendimiento ofrece el estimador. Aun así parece que el error ondula alrededor del cero lo que me lleva a pensar que al introducir un filtro paso bajo seguramente pueda mejorar el error y el comportamiento de la velocidad. En la figura 5.8 se compara el error en el mismo ensayo antes y después de usar el filtro. En dicha figura se puede ver cómo el error se ha reducido a la mitad solo con el filtro.

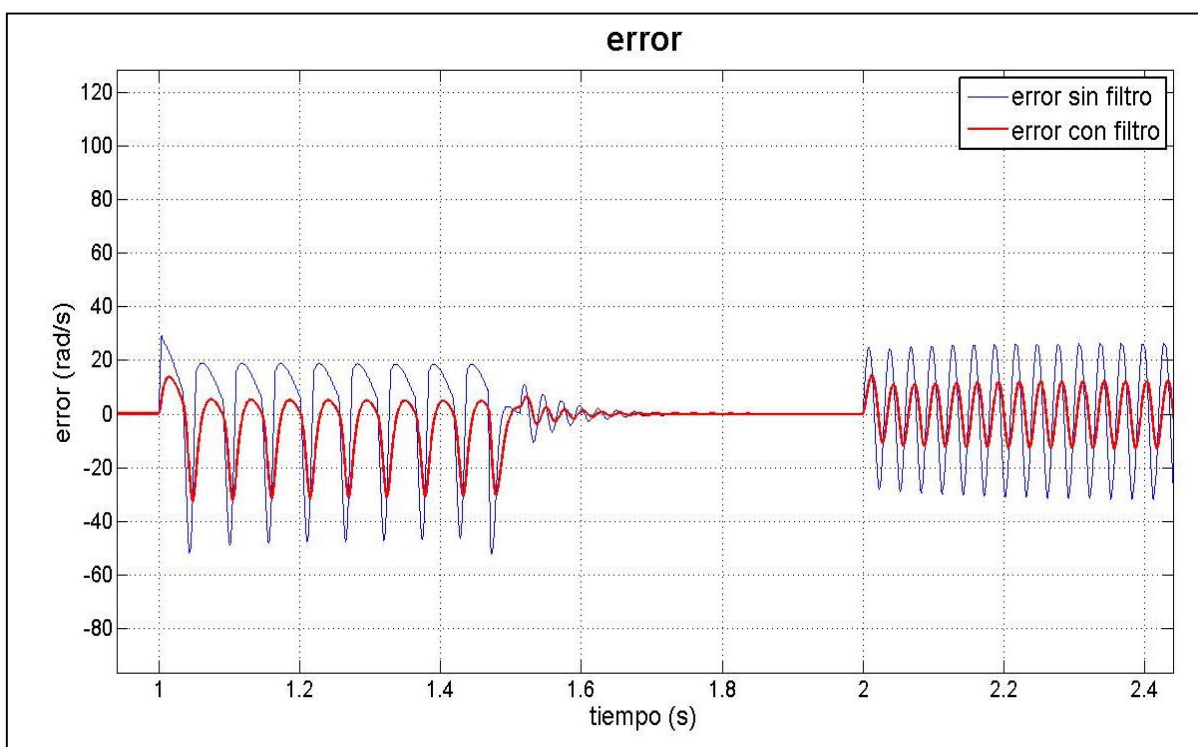


Figura 5.8 Comparación de error con filtro y sin filtro. Modelo con prealimentación

Sin embargo más preocupante parece el efecto del par eléctrico, ya que este oscila ininterrumpidamente a valores nominales.

En la figura 5.9 en la que se representa el par frente al par eléctrico y el error, se ha tratado de reducir el par al 10% en vez de al 0%. De esta forma se ve cómo cambia el comportamiento.

En esta ocasión se aprecia que el comportamiento del par sigue sin ser bueno aunque mejora sustancialmente ya que sí que se observa una atenuación de las oscilaciones del par eléctrico, aunque en el transitorio sigue sin poder considerarse bueno el rendimiento. En el caso del error este se reduce considerablemente, consiguiendo una velocidad bastante buena con una pequeña oscilación.

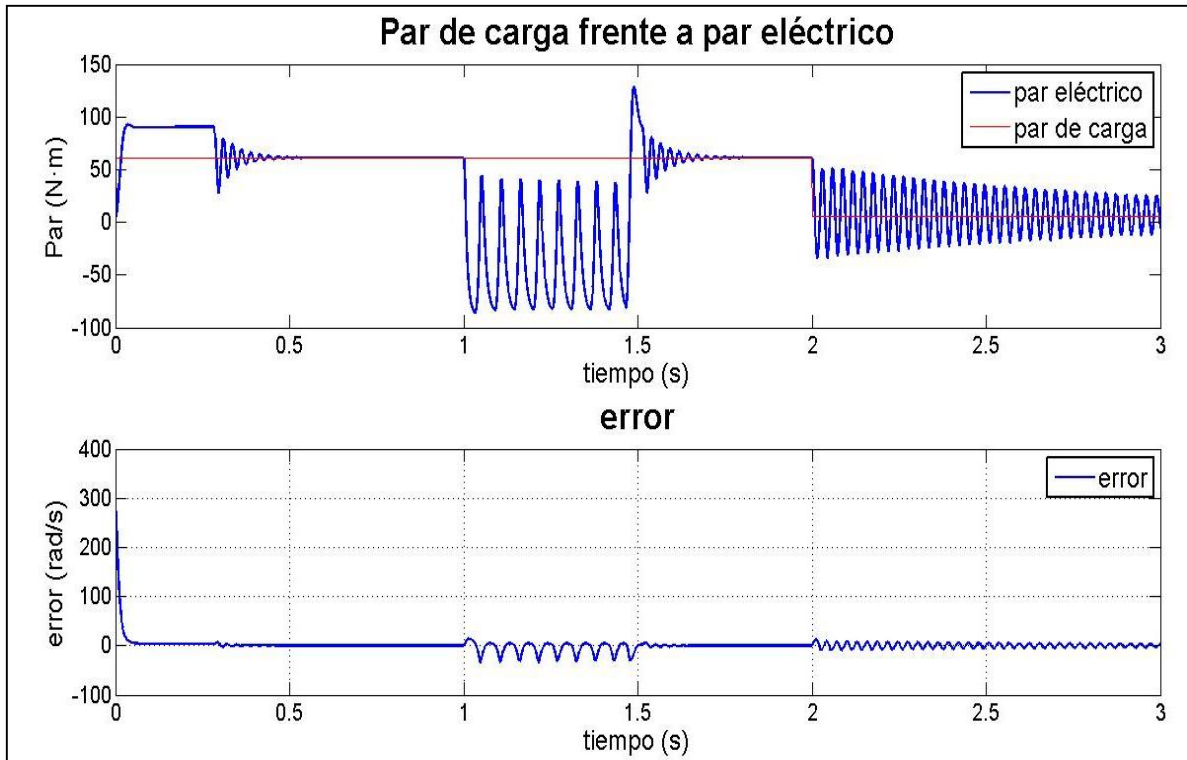


Figura 5.9 Velocidad-Par-Error. Ensayo a bucle abierto del modelo de prealimentación, con velocidad nula y par a 0,1.

Analizando más detenidamente el error a distintos valores de par y de velocidad se aprecia claramente que el error que aporta la velocidad es más agudo que en el caso del par, pero éste se atenúa rápidamente. En el caso del par, el error que éste aporta es menos agudo en un primer momento pero se prolonga más a lo largo del tiempo, justo al contrario que la velocidad. Se puede apreciar este comportamiento muy claramente en la figura (anterior). Este comportamiento tiene que ver con la naturaleza y rapidez del control, más que con el estimador, ya que en este caso la estimación no entra dentro del control de la máquina.

Aunque lo más preocupante en el caso del par es la oscilación que aparece en el par eléctrico, que puede ser muy perjudicial. Para poder mitigar este efecto perjudicial, para que al menos los picos de par sean menos peligrosos se opta por incluir un bloque de saturación a la salida de la señal de corriente de referencia en cuadratura, siguiendo la misma lógica que se aplicó en el capítulo anterior. De todas formas este comportamiento parece más fruto de que el estimador y el control están diseñados para trabajar juntos, y de hecho más adelante se verá cómo este comportamiento del par desaparece, (al menos en gran medida), cuando se trabaja con la estimación realimentada.

De momento aún con el ruido que introduce el cambio de velocidad y par en la estimación, se puede decir que el estimador funciona bien y que es un estimador bastante preciso ya que es un error no demasiado grande (del orden de $1e-3$ pu en régimen permanente).

5.4.2 Ensayo en bucle cerrado.

En este primer ensayo se ha realizado un cambio en la consigna de velocidad y de par de carga a distinto tiempo, cada una se ha disminuido al 50% de su valor nominal. En la figura 5.10 podemos ver los resultados de esta primera simulación.

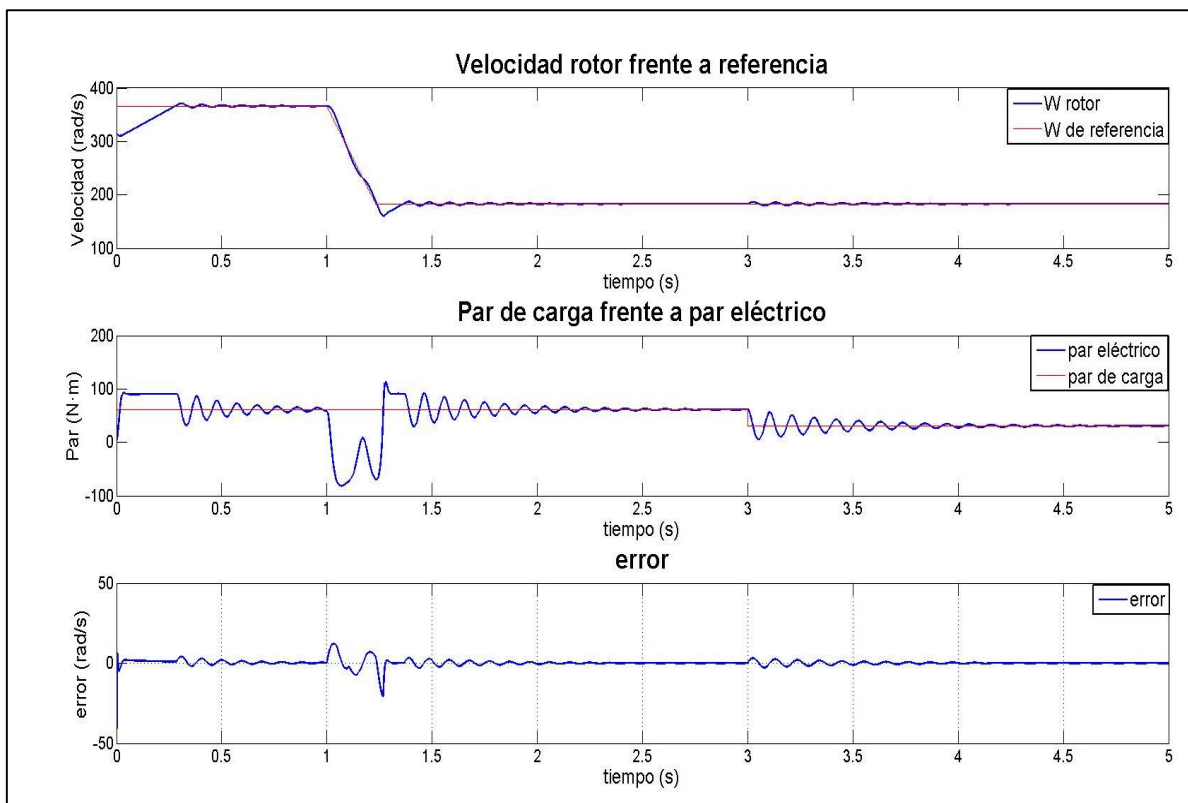


Figura 5.10 Velocidad-Par-Error. Ensayo de modelo con prealimentación.

Podemos ver una gran precisión cuando se mueve en condiciones cercanas a la nominal, aun así presenta cierto error en los cambios de consigna que puede llegar a los 5 rad/s. De todos modos es un error que luego se va atenuando y termina por extinguirse. En régimen permanente el error se queda por valores del orden de $1e-3$ pu en los peores casos.

Hay momentos en los que el par llega a valores de 150%, en dichos picos se ve el efecto del bloque saturador de corriente en cuadratura (i_{sq}). Pero más que en los picos parece más peligroso el efecto oscilador que ocurre en el par eléctrico, más la verdad es que dicho efecto apenas dura 2 segundos en sendos cambios de consigna. Por ello tampoco se puede considerar que sea un mal funcionamiento, habría que hacer un análisis para cada situación y circunstancia.

En la figura 5.11 podemos ver los resultados de llevar más al extremo el control de la máquina, intentando llevarlo a velocidad y par nulo.

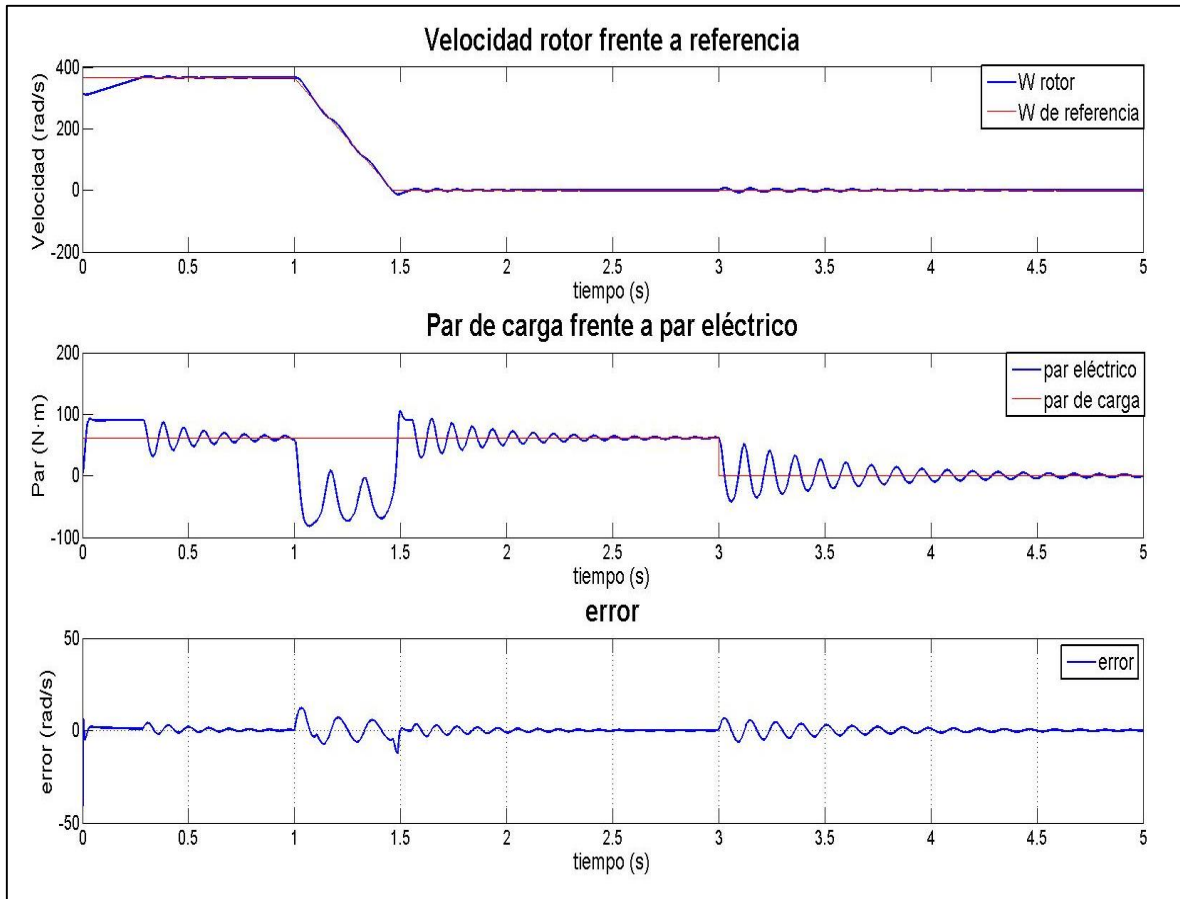


Figura 5.11 Velocidad-Par-Error. Ensayo con modelo con prealimentación. Par y velocidad nulas.

Se puede observar que, al igual que antes, al cambiar la velocidad se ve cómo aparece un pico en el error que sin embargo se atenúa rápidamente. Y en el caso del par ocurre algo parecido, sin embargo el pico del error parece más atenuado. Otra vez vuelven a aparecer las oscilaciones del par, aunque también se atenúan al poco tiempo. También se ve un comportamiento en el que los picos en el error son menores conforme bajamos las consignas de par y velocidad.

Se observa que la velocidad real oscila alrededor de los valores de consigna, provocando un error que se va atenuando. En principio no parecen muy serios dado que son de 5 rad/s, pero en ciertas aplicaciones pueden ser un problema, por ejemplo el hecho de que cuando se quiera frenar la máquina, la velocidad oscile con una amplitud de 10 rad/s. Aunque es cierto es que el efecto desaparece puede llegar a durar unos cuantos segundos.

En estas simulaciones para acabar con los picos agudos de velocidad se optó por introducir un limitador de pendiente en la velocidad, y los resultados son bastante buenos. Quizá se podría hacer en el caso del par, claro que en el caso del par es más probable que no se pueda limitar la carga que se aplica en el tiempo.

En estos ensayos si se mira con detalle podemos observar cómo cuanto más nos alejamos del par nominal peor es la estimación que se realiza. Si hacemos el par negativo se aprecia como el problema se repite e incluso se agrava. Esto es más que

probable que se deba a la propia dinámica del estimador. Si se hace memoria la prealimentación del modelo se hace teniendo en cuenta que se trabaja en todo momento a flujo nominal (ψ_{rd_nom}), incluso puede que sea más grave el hecho de usar una consigna de corriente de estator directa (i_{sd}^*) a la hora de hacer la prealimentación de las tensiones de la máquina. Sin duda cuando se cambia la consigna de velocidad y de par, dichas condiciones que se tenían por constantes no se van a dar, sobre todo a velocidades y par bajos, en su lugar habrá picos tanto de corriente como de flujo. Y cuanto mayor y más pronunciado sean estos cambios de consigna mayor será este efecto.

Esto explica el hecho que cuanto más nos alejemos de valores de régimen permanente, el error se haga mayor y más persistente en el tiempo. Sin embargo no quedaría clara la razón por la que el error se hace menos intenso de manera puntual (en los picos) cuando nos alejamos de estos valores. Este hecho se puede explicar de la manera más sencilla posible, es muy probable que estos picos tengan más que ver por el salto de velocidad y de par que de la máquina y su relación con la velocidad del estimador. Al ser velocidades y pares más alejados de los valores nominales, el control tarda más en encontrar una solución pero a la vez al ser valores más reducidos, el pico es menor ya que la máquina al seguir funcionando dentro de su rango de trabajo y se exige valores más pequeños de tensión, por lo tanto corriente y como consecuencia de ambos flujo. Se puede comprobar este efecto con un pequeño experimento, que consiste en ver el pico en función de la de velocidad de consigna, de esta manera se ve que los picos son más o menos proporcionales al valor de velocidad que se exige. En cuanto al par, se seguiría el mismo razonamiento.

5.4.3 Ensayo con modulador de ancho de pulso (PWM).

En esta simulación, al igual que antes, se realiza un cambio a velocidad nula y después una bajada del par, para ver cómo afectan ambos factores al funcionamiento. La única diferencia es que se ha añadido un bloque que hace las funciones de modulador por ancho de banda, con el fin de observar qué ocurre en un modelo menos ideal.

Se debe volver a mencionar que hay un filtro paso bajo (ver figura [tal](#)), que filtra frecuencias altas. Se ha configurado para que filtre a partir de los 200 Hzs (constante de tiempo igual a 0,005 segundos), constante de tiempo de. Cómo ya se dijo antes se presupone una disminución del error de la máquina por medio de filtrar el ruido de la estimación y anteriormente ya se demostró que funcionaba. Si no se ajusta bien puede cambiar el comportamiento esperado del estimador así que durante el ensayo hay que tenerlo en cuenta si los resultados no son los esperados. En principio con el modulador (PWM) debería dar lugar a una clara mejoría ya que se añade más ruido aún que antes, siendo aún más importante.

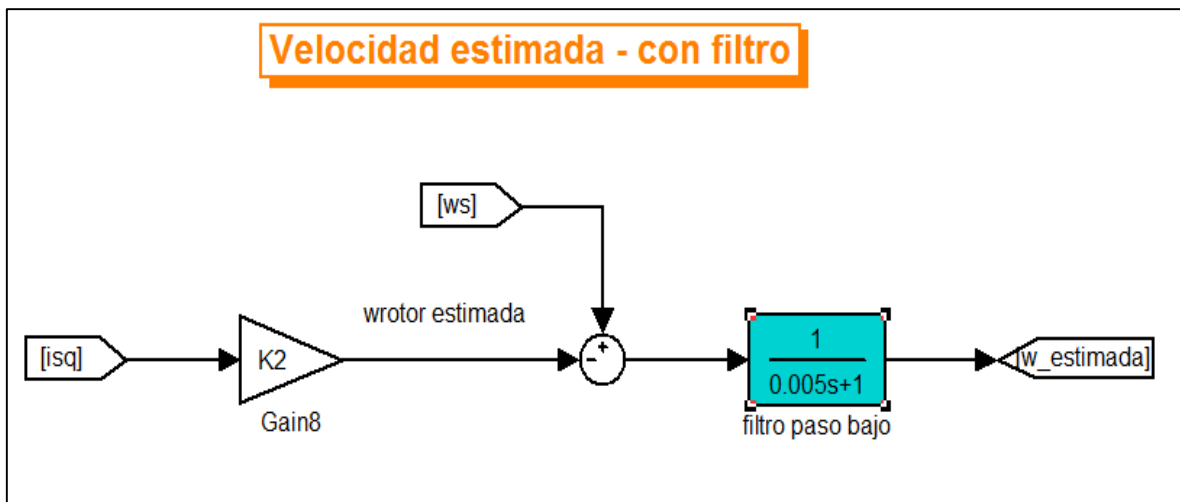


Figura 5.12 Bloque velocidad estimada con filtro 1.

A la hora de simular el modelo a frecuencias más altas de muestreo nos encontramos el problema de que también hay que aumentar el tiempo de integración del entorno para que el modelo funcione de manera realista. Al hacer esto ocurre que el tiempo que tarda la simulación en completarse aumenta de manera considerable. Además hay que tener en cuenta las propias restricciones del entorno de simulación, ya que a partir de cierta frecuencia no será capaz de realizar las simulaciones ya que el programa se queda sin memoria para seguir trabajando. Todas estas limitaciones deben tenerse en cuenta.

Después de haber estudiado y trabajado en el modelo, se optó por trabajar a una frecuencia de modulación de 20 kHz y con un paso de integración de 5 μ s. Además se trabaja con un método de integración ode1, ya que a frecuencias tan altas, el método no parece influir demasiado en la precisión de la simulación.

Si se trabaja a distintas frecuencias más bajas, surgen muchas imprecisiones fruto del ruido que introduce el PWM. En algunos casos aparecen ciclos límites y problemas que dificultan enormemente el uso del estimador y añaden mucho error en los resultados.

A continuación en la figura 5.13 se pueden ver los resultados de esta simulación, tanto en el par, como en la velocidad.

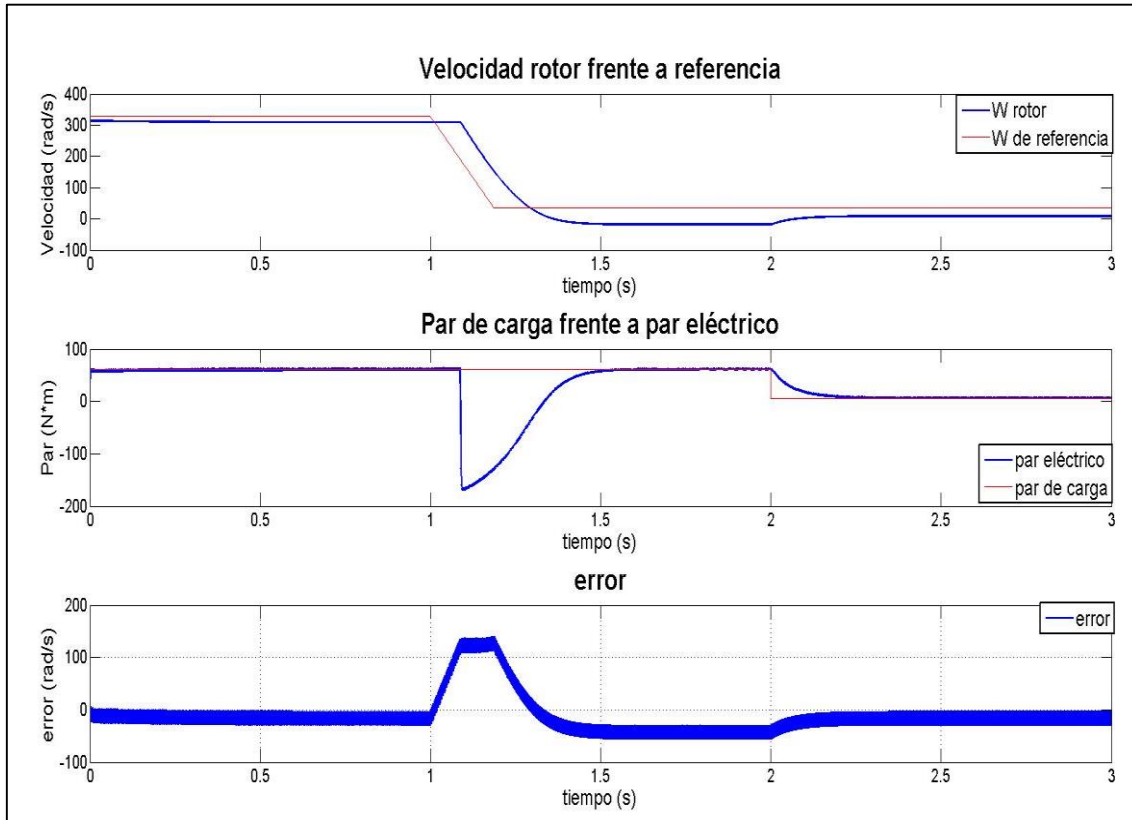


Figura 5.13 Velocidad-Par-Error. Tercer ensayo en modelo con prealimentación con moduladora de tensión

Lo primero que se observa es que el PWM introduce más error en la simulación que en condiciones ideales. Aun así, el comportamiento es relativamente bueno y bastante parecido al comportamiento ideal. Además se puede apreciar cómo cambia el rendimiento del estimador si se cambian las condiciones de trabajo, a bajas velocidades el error es más grande. Cuando a velocidad nula se hace el par nulo, también se disminuye el error.

En la figura 5.13 se puede apreciar también cómo el ruido del error toca el cero, aunque su valor medio es distinto de cero. En relación con la velocidad del rotor que se representa en dicha figura, se debe comentar que es la velocidad pasada por el filtro, mientras que el error se coge la señal anterior a dicho filtro, por ello que no terminen de coincidir sus comportamientos.

El comportamiento de la máquina a velocidades cercanas a cero, dejaría bastante que desear, aunque tampoco es tan impreciso, como por ejemplo el estimador basado en control escalar (capítulo 3).

En cuanto al tiempo que tarda el modelo en seguir la velocidad, es claramente efecto del filtro que se ha puesto en la estimación de velocidad, este es por tanto un comportamiento natural y esperado.

Se ha apreciado cómo a medida que aumentamos la frecuencia de modulación el comportamiento va mejorando. En este sentido se ha visto una clara tendencia y parece que incluso subiendo un poco más la frecuencia de modulación se puede alcanzar el comportamiento ideal.

De estas simulaciones se puede deducir que la velocidad y el par influyen mucho en el comportamiento del estimador. La disminución de velocidad conduce (en líneas generales) a un aumento del error del estimador. Sin embargo no se puede decir lo mismo de la disminución de par, que también estará correlacionada con la disminución de velocidad.

De todas formas se puede que se va a tener un error más grande cuando el par de carga y la consigna de velocidad se alejen de las condiciones nominales.

5.5 Ensayo con distintas consignas de par y velocidad.

Los resultados del ensayo se muestran en la tabla 10, donde el error se ha representado, (al igual que en el ensayo anterior), en $1e-3pu$. En la figura 5.14 podemos ver el error de la estimación frente al par y a la velocidad en una gráfica en tres dimensiones.

Tabla 10 Ensayo par-velocidad. Estimador con prealimentación. El error viene representado en $1e-3pu$.

Par (pu) ω (pu)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
0	0,902	0,623	0,371	0,123	0,082	0,005
0,2	0,796	0,517	0,268	0,159	0,011	0,005
0,4	0,743	0,459	0,172	0,094	0,008	0,001
0,6	0,618	0,403	0,202	0,084	0,002	0,002
0,8	0,485	0,278	0,093	0,039	0,001	0,003
1	0,029	0,024	0,002	0,000	0,000	0,000

Viendo los resultados de la figura tal se aprecia claramente cómo el estimador trabaja óptimamente cuando se tienen condiciones nominales.

También se puede observar que el par es mucho más determinante para el error que la consigna de velocidad. A medida que disminuye el par el error crece exponencialmente, además a medida que el par disminuye también hace que la velocidad sea más determinante para el error.

De todos modos aunque el error llegue a aumentar un orden de magnitud entre par nominal y par nulo este error sigue siendo muy pequeño, de hecho en el peor caso se llega a un 0,1% de error que es algo que para casi cualquier aplicación se puede considerar perfectamente aceptable.

Cómo conclusión se puede decir que el estimador trabaja bien a cambios de velocidad y par, ya que el error siempre se mantiene en valores muy pequeños. Aunque se debe tener en cuenta que el mejor rendimiento del estimador se va a conseguir siempre cerca del par nominal.

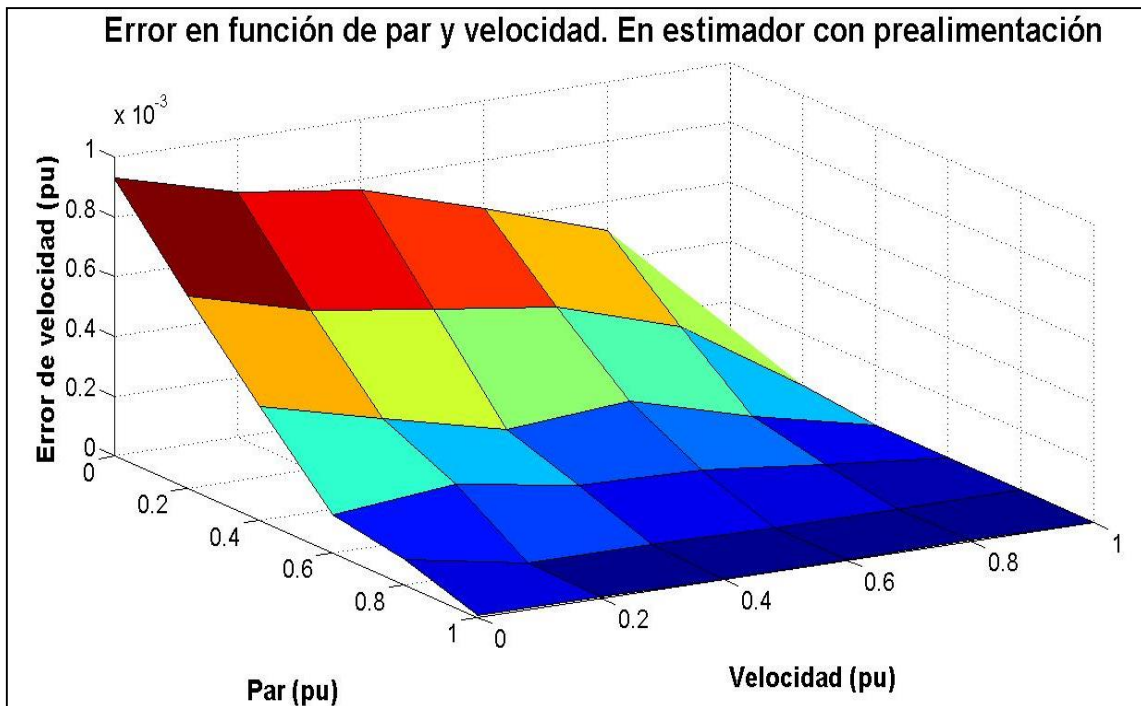


Figura 5.14. Ensayo a par y velocidad variable. Gráfica en 3d de modelo con prealimentación.

5.6 Ensayo de robustez.

A continuación (en las 11,12 y 13) se muestran los resultados del ensayo de robustez con el modelo con prealimentación.

Tabla 11. Ensayo de robustez de estimador con prealimentación. Parámetro Rs.

Rs (pu)	1	1,01	1,03	1,05	0,8	0,5	0,25	0
Error 1 (pu)	0	$4 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	Pérdida de control	0,0022	0,0056	0,0084	0,0042

Tabla 12 Ensayo de robustez de estimador con prealimentación. Parámetro Rr.

Rr (pu)	1	1,05	1,1	1,2	0,8	0,5	0,1	0
Error 1 (pu)	0	0,013	0,1	0,2	0,0060	0,015	0,0247	0,03

Tabla 13 Ensayo de robustez de estimador con prealimentación. Parámetro Lr.

Lr (pu)	1	1,03	1,05	0,95	0,9	0,85	0,8
Error 1 (pu)	0	0,1	Pérdida de control	0,22	0,3	0,37	Pérdida de control

En este caso el cambio de velocidad apenas afecta al valor en régimen permanente del error. Es por ello que se ha omitido la fila de datos de error 2 correspondiente a la mitad de la velocidad nominal, ya que sería repetir dos veces el mismo valor en casi todos los casos. Sin embargo a pesar de que en régimen permanente el error fuera el mismo, la dinámica si variaba mucho en algunos casos con la mitad de la velocidad nominal, llegando a oscilaciones del 30% de la velocidad nominal.

En el análisis más superficial vemos cómo el parámetro más importante para este modelo va a ser el de Lr ya que al fallar en su medición los errores son bastante importantes e incluso se puede llegar a perder el control fácilmente.

En el caso de Rr, se puede usar un valor erróneo y el modelo puede seguir funcionando sin que aparezca un aumento del error de velocidad importante. Sin embargo es reseñable que por debajo del 50% del valor real de Rr se pueden apreciar oscilaciones importantes antes de régimen permanente, del orden del 40% de la velocidad nominal. En los casos más críticos en régimen permanente puede quedar la velocidad oscilando con amplitudes del 3% de la velocidad nominal de la máquina.

Rs es quizá el valor menos determinante en cuanto a error se refiere, sin embargo se puede observar que al 5% por encima de su valor real se puede llegar a

perder el control. Aunque lo cierto es que por debajo de su valor se comporta de una manera bastante satisfactoria y lo habitual es que estemos en este caso ya que al calentarse la máquina lo normal será que ese parámetro aumente y no que disminuya.

Cómo conclusión podemos decir que nos encontramos con un modelo que si bien es más robusto que el adaptativo, tampoco se puede decir que llegue a la robustez que ofrece el estimador con control escalar. Podemos considerar que este estimador está a caballo entre los otros dos, con una robustez aceptable y una precisión también bastante satisfactoria.

6. Resultados y conclusiones.

Se han analizado tres tipos de estimadores, cada uno con su propio control: estimador basado en el control escalar, estimador adaptativo y estimador con prealimentación.

El estimador basado en control escalar dio buenos resultados en bucle abierto, pero a la hora de implementarlo junto al control empezó a dar más errores, sobre todo cuanto más se alejaba la velocidad de la nominal. Además la implementación del inversor trifásico (PWM) acrecentaba este error y producía más ruido en la señal.

Por otro lado el primer estimador resultó muy robusto, ya que frente a errores en los parámetros de la máquina no se llegaba a perder el control, a pesar de que el error aumentaba bastante.

El segundo estimador, (el adaptativo), dio muy buenos resultados en bucle abierto. Y cuando se implementó junto a un control vectorial siguió dando un gran rendimiento, no llegando el error a superar nunca un 1% a pesar de cambiar las consignas de par y velocidad.

Incluso cuando se incorporó al modelo el inversor trifásico (PWM) siguió dando unos resultados muy precisos con un error muy pequeño.

En el segundo estimador se encontró un comportamiento extraño frente a cambios en la consigna de velocidad y del par de carga, ya que se comportaba mejor a par de carga y velocidad nulas y donde el error era máximo se producía a velocidad y par nominal. Sin embargo dicho comportamiento tampoco era perjudicial y los errores seguían siendo muy pequeños, en cualquier caso se puede considerar dicho comportamiento ideal para usar este estimador para el control de la máquina a bajas velocidades.

También se pudo ver cómo este estimador era muy poco robusto, ya que con errores no demasiado grandes en la medición de parámetros del motor se podía llegar a perder el control de la misma. De esta forma las grandes debilidades de este estimador serían su poca robustez y su alta complejidad.

El último estimador en ser analizado ha sido el estimador con prealimentación. Dicho estimador presentaba un rendimiento bastante bueno en bucle abierto, aunque presentaba ciertos problemas ya que estaba diseñado para trabajar junto al control. Cuando se hizo en bucle cerrado la precisión y funcionamiento fueron como se esperaba y presentó un comportamiento mejor que en bucle abierto.

En todo momento el rango de funcionamiento (a distintas consignas de par y velocidad) el estimador funcionó bien, presentando un error que aumentaba conforme se alejaba de las condiciones lineales.

Cuando se implementó el inversor trifásico junto al estimador se observó un aumento sustancial del error. Aun así dicho comportamiento, si bien no era tan preciso como el estimador adaptativo, sí que seguía siendo aceptable dependiendo de la aplicación.

Por otro lado el estimador con prealimentación presentaba una robustez bastante buena. Si bien es cierto que los errores en el parámetro L_r podían llegar a ser muy

importantes y dar lugar a una pérdida de control, se puede considerar que sigue teniendo una robustez bastante buena.

Examinando los tres estimadores en su conjunto se puede decir que son tres estimadores muy distintos, con un rango de funcionamiento diferente.

El estimador basado en control escalar es adecuado para aplicaciones de bajo coste, donde la precisión no sea muy importante ya que su precisión no es muy buena, ya que es robusto y bastante simple de implementar. Este estimador será muy útil para aplicaciones en las que se trabaje en condiciones nominales la mayor parte del tiempo. Además es muy útil para dar estimaciones de velocidad que no haya que realimentar la estimación, *por ejemplo podría usarse para dar la velocidad de un coche eléctrico.*

Para aplicaciones que requieran una precisión alta en la velocidad y un alto rendimiento se usarían los otros estimadores, tanto el adaptativo como el de prealimentación. El estimador con prealimentación es menos preciso que el adaptativo, pero a cambio ofrece mayor robustez. Por otro lado el adaptativo es ideal para aplicaciones de baja velocidad, ya que es donde mayor rendimiento ofrece.

Haciendo una reflexión final se puede dar los objetivos del proyecto por cumplidos, ya que se han estudiado varios estimadores que ofrecen soluciones de distinta índole al problema de la estimación de velocidad con distintos grados de precisión y rendimiento. También se ha comprobado el funcionamiento de estos estimadores gracias al entorno de simulación simulink, haciendo unos ensayos lo más realista posible sobre la implementación de los mismos. Asimismo se ha proporcionado suficiente información y datos como para reproducir los ensayos aquí propuestos y trabajar sobre los mismos, así como ampliar y mejorar lo aquí propuesto.

La implementación de estimadores de velocidad en máquinas reales es por tanto perfectamente factible sin tener que perder en el proceso una precisión significativa. Además se puede hacer un buen control de la máquina en aplicaciones de alta precisión sin sensor de velocidad gracias al uso de las técnicas que aquí se han propuesto.

7. Referencias.

- [1] Mora, J.F., *Máquinas Eléctricas*. 2008.
- [2] Holtz, J., *The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs*. IEEE Trans. Ind. Electron., 1995. 42.
- [3] LEONHARD, W., *Control of electrical drives*. 1996.
- [4] Hart, D.W., *Electrónica de potencia*. 2001.
- [5] Diana Jimena López Mesa, G.A.C.M., Jaime Oscar Díaz Chávez, Carlos Alberto Gaviria López., *MODULACIÓN PWM APLICADA A INVERSORES TRIFÁSICOS DENTRO DEL ESQUEMA DE ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS AC*. 2007.
- [6] Bose, B.K., *Modern power electronics and AC drives*. 2002.
- [7] Holtz, J., *Sensorless Control of Induction Motor Drives*. Proceedings of the IEEE, 2002. 93.
- [8] Holtz, J., *Methods for Speed Sensorless Control of AC drives*. IEE, 1993.
- [9] Schauder, C., *Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 1992. 28.
- [10] H. Kubota, K.M.a.T.N., *DSP based speed adaptive flux observer of induction motor*. IEE Trans. Ind. Applicat., 1993. 28.
- [11] Haitham Abu-Rub, A.I.a.J.G., *HIGH PERFORMANCE CONTROL OF AC DRIVES WITH MATLAB/SIMULINK MODELS*. 2012.
- [12] Parsa, L.a.T., H., *Sensorless direct torque control of five-phase interior permanent magnet motor drives*. IEEE Ind. Appl. Conf., 2004.
- [13] Krzeminski, Z., *Observer of induction motor speed based on exact disturbance model*. Int. Conf. EPE-PEMC, 2008.
- [14] Krzeminski, Z., *A new speed observer for control system of induction motor*. IEEE Int. Conf. Power Elect. Drive Syst., 1999.
- [15] Fang-Zheng Peng, T.F., *Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors*. IEEE Transactions on industry applications, 1994. 30.
- [16] T. Okuyama, N.F., T. Matsui and Y. Kubota, *A high performance speed control scheme for induction motor without without speed and voltage sensor*. IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting, 1986.